

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный университет кораблестроения
имени адмирала Макарова

Г. В. ПАВЛОВ, О. М. БЕЛАЙ, А. В. КОЗЛОВ

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Методические указания к лабораторным работам

В двух частях

Часть вторая

Рекомендовано Методическим советом НУК

Электронное издание комбинированного
использования на DVD-ROM



НИКОЛАЕВ ♦ НУК ♦ 2015

УДК 621.382(076)
ББК 32.85я73
П 18

Автори:

Г. В. Павлов, д-р техн. наук, професор;

О. М. Білай, старш. викладач;

О. В. Козлов, канд. техн. наук, старш. викладач

Рецензент О. В. Блінцов, канд. техн. наук, доцент

Павлов Г. В.

П12 Електроніка і мікросхемотехніка : методичні вказівки до лабораторних робіт : у 2 ч. Ч. 2 / Г. В. Павлов, О. М. Білай, О. В. Козлов. – Миколаїв : НУК, 2015. – 60 с.

Стисло викладено теоретичні основи, а також методику одержання експериментальних даних з тем "Операційний підсилювач. Лінійний режим роботи", "Операційний підсилювач. Імпульсний режим роботи", "Аналого-цифровий перетворювач", "Цифро-аналоговий перетворювач".

Призначено для студентів, які навчаються за напрямком підготовки 6.050201 "Системна інженерія" спеціальності "Комп'ютеризовані системи управління і автоматика".

УДК 621.382(076)
ББК 32.85я73

Навчальне видання

ПАВЛОВ Геннадій Вікторович

БІЛАЙ Олег Михайлович

КОЗЛОВ Олексій Валерійович

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА **Методичні вказівки до лабораторних робіт**

У двох частинах

Частина друга

(російською мовою)

Комп'ютерне верстання *А. Й. Лихіна*
Коректор *М. О. Паненко*

©Павлов Г. В., Білай О. М., Козлов О. В., 2015

© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2015

Формат 60×84/16. Ум. друк. арк. 3,5. Об'єм даних 8246 кб. Тираж 15 прим. Вид. № 23. Зам. № 121.

Видавець і виготовник Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
просп. Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025, e-mail : publishing@nuos.edu.ua

Свідчення про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного реєстру видавців,
виготовників і розповсюджувачів видавничої продукції

ДК № 2506 від 25.05.2006 р.

Лабораторная работа № 8 ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. ЛИНЕЙНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

Цель работы: ознакомиться с работой операционного усилителя (ОУ) в интегральном исполнении. Практически исследовать схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей, а также сумматора, дифференциального усилителя, повторителя, интегратора и дифференциатора. Приобрести практический навык в работе с измерительной аппаратурой и приборами (генератором, частотомером, осциллографом, мультиметром).

Теоретические сведения

Операционный усилитель – дифференциальный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, предназначенный для выполнения различных операций (сложения, вычитания, умножения, деления, дифференцирования, интегрирования, сравнения и др.) над аналоговыми величинами. ОУ имеет исключительно высокий коэффициент усиления, очень большое входное и малое выходное сопротивление и выполняется в микроэлектронном исполнении. Конструктивно ОУ включает в свой состав один или несколько дифференциальных каскадов усилителя постоянного тока (УПТ), генератор стабильного тока для питания этих каскадов и выходные эмиттерные повторители для увеличения входного и уменьшения выходного сопротивления.

На рис. 8.1 приведено схематехническое обозначение операционного усилителя. Входной каскад его выполняется в виде дифференциального усилителя, так что операционный усилитель имеет два входа.

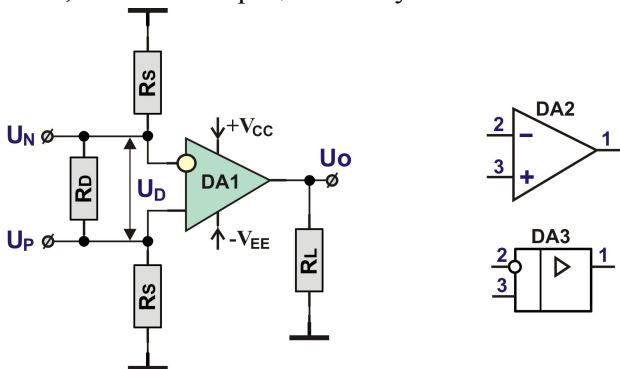


Рис. 8.1. Схематехническое изображение ОУ

U_P – неинвертирующий вход, на схеме обозначается знаком "плюс".
 U_N – инвертирующий вход, обозначается на схеме знаком "минус". Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, используют двухполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые подключаются к соответствующим внешним клеммам ($+V_{cc}$, $-V_{ee}$) операционного усилителя.

Большой ряд ОУ в интегральном исполнении, выпускаемых промышленностью, работают с напряжениями питания $\pm 3 \dots \pm 16$ В.

Кроме двух входов, выхода и выводов питания, операционный усилитель может также иметь выводы для балансировки, коррекции, программирования (задания определенных параметров величиной управляющего тока) и другие. На принципиальных схемах устройств, обычно изображают только входные и выходные клеммы ОУ.

Реальные ОУ имеют конечную величину входного сопротивления: сопротивление для синфазного сигнала R_S , относительно входов U_P , U_N и общего провода питания Gnd , и входное сопротивление R_D для дифференциального сигнала (дифференциальное сопротивление), непосредственно между входами U_P , U_N .

Выходное напряжение U_o находится в фазе с напряжением U_P и противофазно напряжению U_N . Напряжение, непосредственно приложенное между входами, равно разности напряжений:

$$U_D = U_P - U_N. \quad (8.1)$$

Параметры операционных усилителей. Параметры, которые определяют качество операционных усилителей, принято разделять на три группы: эксплуатационные, точностные и динамические. Для примера будут приведены технические характеристики исследуемого в лабораторной работе типичного ОУ LM358, за исключением некоторых параметров, ориентированных для ОУ TL072.

Эксплуатационные параметры ОУ:

- диапазон напряжения питания (power supply range):
 V_{CC} – однополярное питание (single supply), $V_{CC} = 3 \dots 32$ В;
 V_{CC} , V_{EE} – 2-х полярное питание (dual supplies), V_{CC} , $V_{EE} = \pm 1,5 \dots \pm 16$ В;
- потребляемый ток (Supply Current), $I_S = 2$ мА;
- диапазон входного напряжения (Input Common Mode Voltage Range),
 при $V_{CC} = 30$ В), $V_{ICR} = 0 \dots 28,3$ В;

- дифференциальный диапазон входного напряжения (Differential Input Voltage Range), $V_{IDR} = V_{CC}$;

- коэффициент усиления по напряжению при постоянном токе (DC voltage gain), $K_A(V) = 10^5$ или 100 дБ;

- коэффициент усиления дифференциального напряжения (Large-signal differential voltage amplification), $K_{A(VD)} = 200$ В/мВ (TL072);

- выходной ток источника (Output Source Current), $I_{O+} = 40$ мА;

- выходной втекающий ток (Output Sink Current), $I_{O-} = 20$ мА;

- входное сопротивление (Input resistance), $r_i = 10^{12}$ Ом (TL072);

- температурный коэффициент (Average Temperature Coefficient), $\Delta V_{IO}/\Delta T = 7$ мкВ/°С;

- диапазон рабочих температур окружающей среды (Operating Ambient Temperature Range), $T_A = 0 \dots 70^\circ\text{C}$.

Точностные параметры ОУ:

- напряжение смещения нуля по входу (Input Offset Voltage), $V_{IO} = 5$ мВ;

- входной ток (Input Bias Current), $I_B = 45$ нА;

- коэффициент ослабления синфазного сигнала (Common Mode Rejection), это отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу (при условии, что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду), $CMR = 70$ дБ;

- коэффициент подавления пульсаций напряжения питания или коэффициент ослабления влияния нестабильности источников питания (Supply voltage rejection ratio), $SVR = 86$ дБ (TL072);

- эквивалентный входной шум (Equivalent input noise voltage) или спектральная плотность шума по напряжению, $e_N = 15$ нВ/Гц^{1/2} (TL072).

Динамические параметры ОУ:

- абсолютная граничная частота или полоса пропускания для единичного усиления B_1 – (Wide bandwidth, unity gain). $B_1 = 3$ МГц (TL072).

Классификация операционных усилителей. Для того чтобы расширить область применения, промышленность выпускает различные типы ОУ, в каждом из которых одни или несколько параметров являются доминирующими. Это оправдано тем, что в различных сферах применения от ОУ требуется высокое значение того или иного параметра, но не всех. Отсюда вытекает классификация ОУ по назначению. В качестве примера, ниже приведена классификация операционных усилителей, выпускаемых фирмой National Semiconductor:

- усилители общего применения (General Purpose – LM, LMC) – коэффициент усиления $K_{A(V)} - 100$ дБ, напряжение смещения $V_{IO} > 1$ мВ, частота единичного усиления $B_1 < 10$ МГц;

- маломощные (Low Power – LP, LPV), ток потребления $I_S < 1,5 \text{ мА}$;
- микромощные (Micro Power – LP, LPV), ток потребления $I_S < 25 \text{ мкА}$;
- низковольтные (Low Voltage – LMV), напряжение питания $V_{CC} < 3 \text{ В}$;
- прецизионные (Precision – LMP), коэффициент усиления $K_{A(V)} > 100 \text{ дБ}$, напряжение смещения $V_{IO} < 1 \text{ мВ}$;
- быстродействующие (High Speed – LMH), частота единичного усиления $B_1 > 50 \text{ МГц}$;
- малозумящие (Low Noise), напряжение шумов $e_N < 10 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$;
- мощные (High Output Power), выходной ток $I_O > 100 \text{ мА}$;
- (Rail to Rail Output/Input), с выходным и входным напряжением, близким к напряжению питания (Rail to Rail Output/Input): $V_{ICR} = V_{OCR}$.

Порядок выполнения работы

8.1. Сравнительный анализ передаточной характеристики стандартного ОУ и технологии Rail-to-Rail.

На рис. 8.2 приведена амплитудная (передаточная) характеристика ОУ общего применения для неинвертирующего входа. Диапазон выходных напряжений ограничен значениями U_{oMAX} и U_{oMIN} , и отличается на величины ΔU_{OP} , ΔU_{ON} относительно питающих ОУ напряжений $+U_{CC}$, $-U_{EE}$ соответственно.

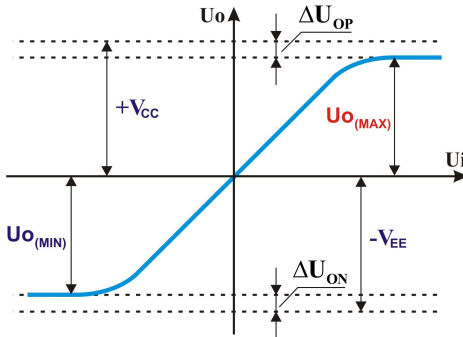


Рис. 8.2. Амплитудная (передаточная) характеристика $U_o = f(U_i)$ ОУ

Данный опыт позволяет произвести сравнительный анализ диапазона входных и выходных сигналов, а также значений напряжений ограничения ΔU_{OP} , ΔU_{ON} для стандартного ОУ LM358, при 2-х полярном питающем напряжении $+U_{CC}$, $-U_{EE}$. Исследуемый ОУ включен по схеме повторителя (рис. 8.3,*а*), в которой организована 100 % обратная отрицательная связь по напряжению. При таком включении схема имеет максимально

большое входное и минимальное выходное сопротивления и используется в качестве согласующего каскада. Выходное напряжение схемы определяется по выражению:

$$U_o = U_i + U_{IO} + I_{Ri} \cdot R_i \approx U_i. \quad (8.2)$$

Выполнить следующие действия:

- подключить модуль EMST_Analog к комплексу LC_2012S;
- собрать схему, согласно рис. 8.3,б. Исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 1 \text{ кОм}$;

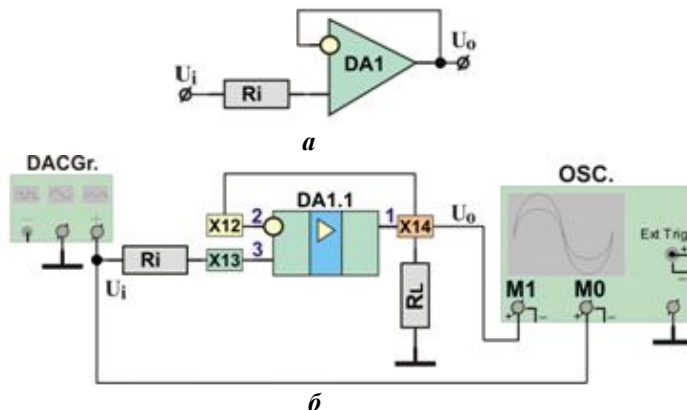


Рис. 8.3. Повторитель на базе операционного усилителя

- джамперами JP1, JP2 подключить 2-х полярное питание ОУ согласно рис. 8.4;

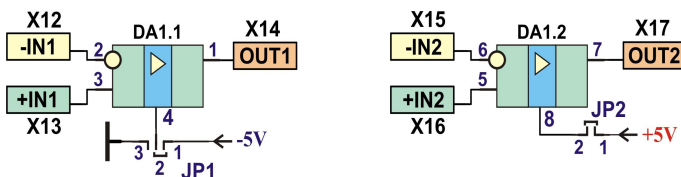


Рис. 8.4. Pin-out и схема питания исследуемого ОУ

- подключить источник входного сигнала U_i (разъём DB-9 Analog_Out, pin-3);
- на главной панели программного модуля LC_2012S, в закладке [Analog Instruments] выбрать управляемый источник DAC_Graphics;
- выбрать пресет сигнала Sin-Wave (Function F13), тип сигнала (Signal types – Dynamic), 32 точки на период (Sin_wave – 32p_8bit DAC), диапазон DAC_Clock 1100...76800 Гц, частота синусоидального сигнала 100...130 Гц;
- для контроля сигнала U_i подключить виртуальный монитор M0 (разъём DB-9 Analog_In, pin-1);
- для контроля выходного напряжения U_o ОУ подключить виртуальный монитор M1 (разъём DB-9 Analog_In, pin-2). На главной панели программного модуля LC_2012S в закладке [Oscilloscope] выбрать тип

используемого графопостроителя [FtPlotter] и установить следующие опции: ADC clock – 115200 Гц, Channel – M0 & M1;

- при каждом шаге измерений задавать соответствующее значение опорного напряжения $U_{REF(DAC)}$ (амплитуды) тестового сигнала U_i согласно табл. 8.1. При наличии искажений выходного сигнала измерять значения напряжений ограничения ΔU_{OP} , ΔU_{ON} . Осциллограммы измерений сохранить в формате *.bmp в дополнительно

Таблица 8.1

U_{REF} , В	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5
ΔU_{OP} , В					
ΔU_{ON} , В					

созданной папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files].

8.2. Исследование схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей.

Инвертирующий усилитель. Схема инвертирующего (масштабного) усилителя на базе ОУ приведена на рис. 8.5,а.

Выходное напряжение схемы определяется из выражения:

$$U_o = K_{A(DA1)} \cdot U_i, \quad (8.3)$$

коэффициент передачи (усиления)

$$K_{A(DA1)} = -\frac{R_{os}}{R_i}. \quad (8.4)$$

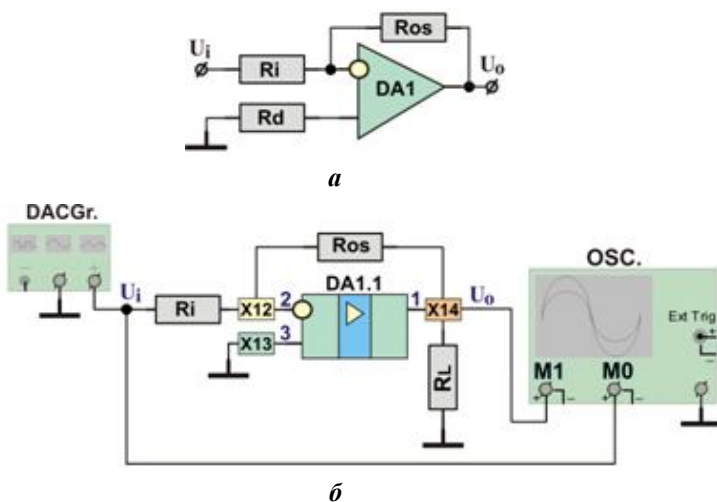


Рис. 8.5. Схема инвертирующего усилителя

Коэффициент передачи ОУ, охваченного обратной связью, можно регулировать посредством выбора сопротивлений двух резисторов, R_{os} и R_i .

Выполнить следующие действия:

- собрать схему согласно рис. 8.5,б. Исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 1$ кОм;
- номиналы резисторов R_{os} и R_i рассчитать согласно вариантам табл. 8.2;
- контроль входного (U_i) и выходного (U_o) сигнала осуществляются виртуальными мониторами M0, M1 в режиме [Oscilloscope] / [FtPlotter];

Таблица 8.2

№ вар.	1	2	3	4	5	6
$K_{A(DA1)}$	-0,2	-0,5	2	4,3	5,1	10
R_i , кОм						
R_{os} , кОм						

- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files].

Неинвертирующий усилитель. В схеме неинвертирующего усилителя (рис. 8.6,а), напряжение обратной связи снимается с делителя напряжения, который образован резистором обратной связи R_{os} и резистором R_d , подключенным к общему проводу питания:

$$U_{(-)} = \left(\frac{R_d}{R_d + R_{os}} \right) \cdot U_o. \quad (8.5)$$

При этом входной сигнал должен подаваться на неинвертирующий вход.

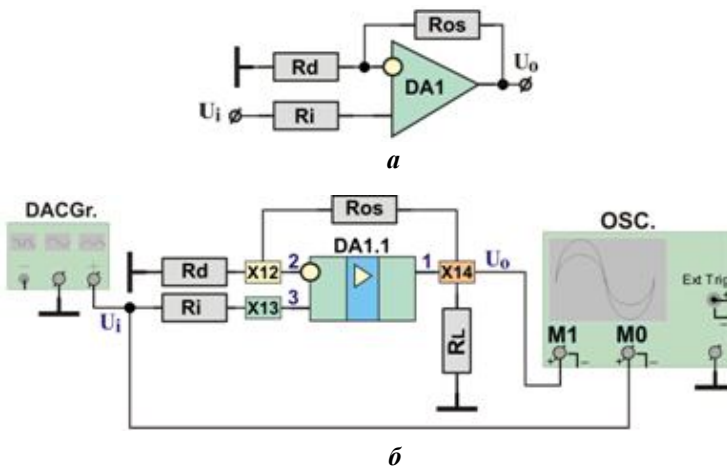


Рис. 8.6. Схема неинвертирующего усилителя

Выходное напряжение схемы определяется из выражения:

$$U_0 = K_{A(DA1)} \cdot U_i, \quad (8.6)$$

коэффициент усиления

$$K_{A(DA1)} = 1 + \frac{R_{os}}{R_d}, \quad (8.7)$$

компенсирующий резистор

$$R_i = R_{os} \parallel R_d. \quad (8.8)$$

Выполнить следующие действия:

- собрать схему согласно рис. 8.6,б. Исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 1$ кОм;
- номиналы резисторов R_{os} и R_i рассчитать согласно вариантам табл. 8.3;
- контроль входного (U_i) и выходного (U_o) сигнала осуществляются виртуальными мониторами M0, M1 в режиме [Oscilloscope] / [FtPlotter];

Таблица 8.3

№ вар.	1	2	3	4
$K_{A(DA1)}$	2	4,3	5,1	10
R_d , кОм				
R_{os} , кОм				

осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files].

8.3. Исследование схем инвертирующего и неинвертирующего сумматора, дифференциального (разностного) усилителя.

Инвертирующий сумматор. Схема инвертирующего сумматора приведена на рис. 8.7,а. Каждое входное напряжение U_a , U_b подается на инвертирующий вход через соответствующий резистор R_a , R_b для обеспечения индивидуального коэффициента усиления для каждого канала (входа).

Выходное напряжение схемы определяется выражением:

$$U_0 = -(K_{A1} \cdot U_a + K_{A2} \cdot U_b). \quad (8.9)$$

Коэффициенты усиления для соответствующих входов:

$$K_{A1} = \frac{R_{os}}{R_a}; \quad (8.10)$$

$$K_{A2} = \frac{R_{os}}{R_b}. \quad (8.11)$$

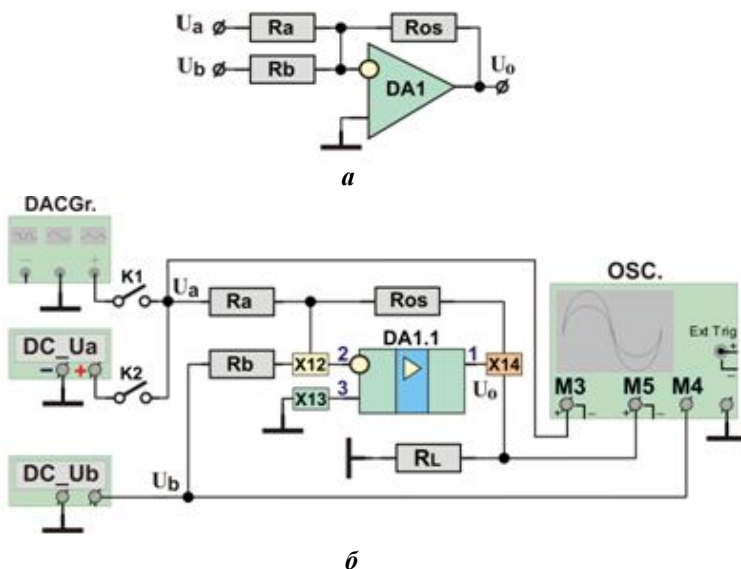


Рис. 8.7. Схема инвертирующего сумматора

Выполнить следующие действия:

- произвести предварительный расчёт номиналов резисторов R_{os} , R_a , R_b согласно заданным коэффициентам усиления;
- собрать схему согласно рис. 8.7,б;
- источниками U_a , U_b задать фиксированные значения напряжений (константы) и проверить результат вычисления в режиме /Multimeter/ с учётом выбранных коэффициентов усиления;
- на входе U_b установить фиксированное значение напряжения (константа), а на вход U_a подать сигнал с генератора /DAC_Graphics/. Результат измерения контролировать в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/, в зависимости от выбранной частоты сигнала генератора;
- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] или [PxPlotter_Bitmap_Files].

Неинвертирующий сумматор. Неинвертирующий сумматор (рис. 8.8,а) формирует алгебраическую сумму двух и более напряжений, не изменяя её знак.

Выходное напряжение схемы определяется выражением:

$$U_0 = -(K_{A1} \cdot U_a + K_{A2} \cdot U_b). \quad (8.12)$$

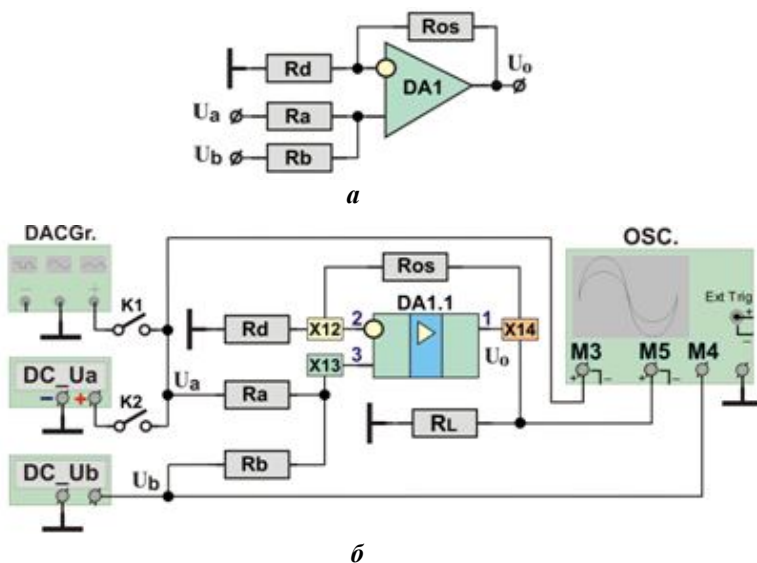


Рис. 8.8. Схема неинвертирующего сумматора

Коэффициенты усиления для соответствующих входов:

$$K_{A1} = \frac{R_{os}}{R_a}; \quad (8.13)$$

$$K_{A2} = \frac{R_{os}}{R_b}. \quad (8.14)$$

Для устранения смещения напряжения на входе операционного усилителя входными токами необходимо сбалансировать сопротивления внешних цепей по обоим входам. Эта балансировка достигается введением резистора R_d :

$$R_d = \frac{R_{os}}{K_{A1} + K_{A2} - 1}. \quad (8.15)$$

Выполнить следующие действия:

- произвести предварительный расчёт коэффициентов K_{A1} , K_{A2} и балансного резистора R_d для заданных $R_a = R_b = 10 \text{ кОм}$, $R_{os} = 43 \text{ кОм}$;
- исследовать схему (рис. 8.8) аналогично предыдущему пункту.

Дифференциальный (разностный) усилитель. Разностный усилитель (рис. 8.9,*а*) на ОУ можно рассматривать как совокупность инвертирующего и неинвертирующего вариантов усилителя.

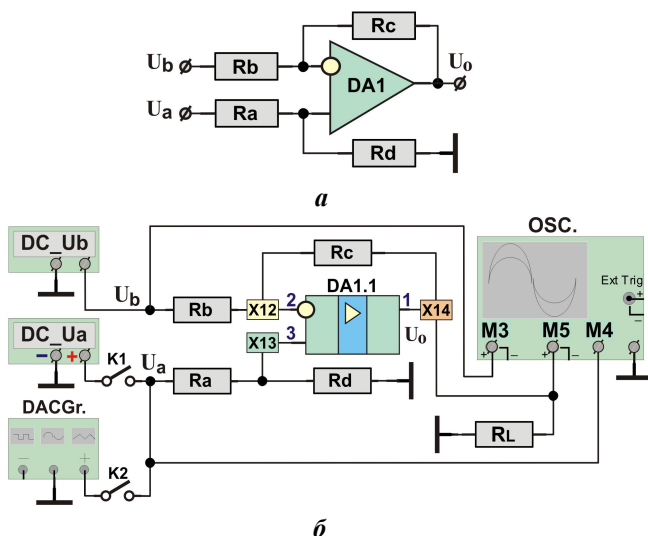


Рис. 8.9. Схема дифференциального (разностного) усилителя

При соотношении резисторов обвязки $R_a = R_b = R_c = R_d$, выходное напряжение усилителя определяется выражением:

$$U_0 = U_a - U_b. \quad (8.16)$$

При необходимости усилить разность входных напряжений в K -раз, должно выполняться условие

$$R_a = R_b, \quad R_c = R_d, \quad (8.17)$$

тогда

$$U_0 = (U_a - U_b) \cdot K_{A1}; \quad (8.18)$$

$$K_{A1} = \frac{R_c}{R_b}. \quad (8.19)$$

Выполнить следующие действия:

- произвести предварительный расчёт номиналов резисторов R_a, R_b, R_c, R_d согласно заданным коэффициентам усиления;

- собрать схему согласно рис. 8.9,б;
- источниками U_a , U_b задать фиксированные значения напряжений (константы) и проверить результат вычисления в режиме /Multimeter/ с учётом выбранных коэффициентов усиления;
- на входе U_b установить фиксированное значение напряжения (константа), а на вход U_a подать сигнал с генератора /DAC_Graphics/. Результат измерения контролировать в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/ в зависимости от выбранной частоты сигнала генератора;
- на входы U_a и U_b подать сигнал с генератора /DAC_Graphics/ (пример подавления синфазного сигнала). Результат измерения контролировать в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/;
- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] или [PxPlotter_Bitmap_Files].

8.4. Исследование схем интегратора и дифференциатора

Интегратор на ОУ. В схеме исследования (рис. 8.10) для периодического сброса интегратора добавлен электронный ключ на MOSFET транзисторе VT2. Источником DC_U_a задаются значения входного напряжения положительной полярности. Управление электронным ключом осуществляется битом D0 цифрового генератора.

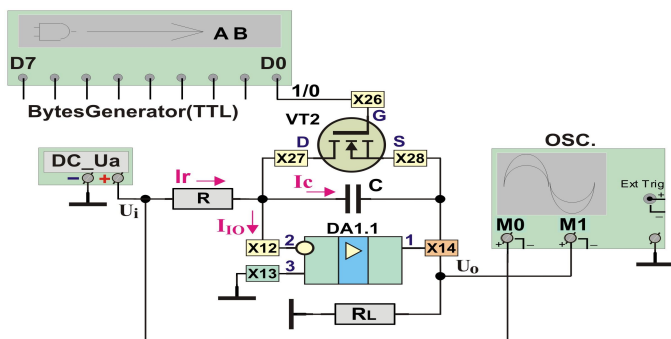


Рис. 8.10. Схема интегратора с узлом сброса на MOSFET транзисторе

Выполнить следующие действия:

- собрать схему согласно рис. 8.10;
- задать номиналы элементов схемы: $C = C11 = 1 \text{ мкФ}$, $R = R20 = 1 \text{ МОм}$, $R_L = R11 = 5,1 \text{ кОм}$;
- источниками U_a задать фиксированные значения напряжений (константы);

- результат измерения контролировать в режиме /PXplotter/;
- для управления электронным ключом VT2, на главной панели программного модуля LC_2012S выбрать цифровой инструмент [Digital Instruments] / [Bytes Generator];
- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [PxPlotter_Bitmap_Files].

Введение в схему интегратора шунтирующего сопротивления R_s (рис. 8.11) позволяет:

- ограничить коэффициент усиления на низких частотах;
- устранить ошибку интегрирования, связанную с зарядом емкости C входными токами ОУ;
- уменьшить влияние напряжения смещения ОУ.

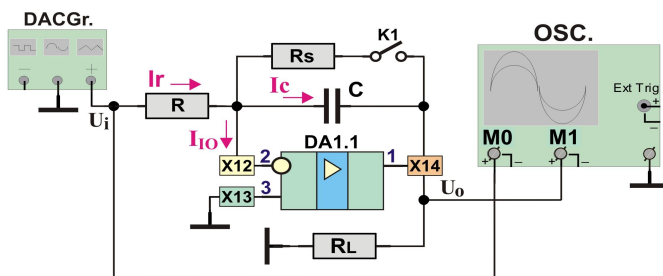


Рис. 8.11. Схема реального интегратора с корректирующим резистором R_s

На частотах $f > f_2$ коэф. передачи схемы < 1 .

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}. \quad (8.20)$$

Выполнить следующие действия:

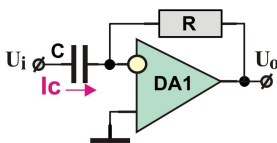
- собрать схему согласно рис. 8.11;
- задать номиналы элементов: $C = 100$ нФ, $R_s = 100$ кОм, $R = 43$ кОм, $R_L = 5,1$ кОм;
- входной сигнал U_i подать с генератора /DAC_Graphics/. Результат измерения контролировать в режиме /FTplotter/;
- выбрать тип входного периодического сигнала U_i : треугольное напряжение, меандр (прямоугольные импульсы) и синусоидальный сигнал. Задать частоту $70 \dots 120$ Гц;
- для исследования влияния элемента коррекции (R_s) на работу схемы интегратора использовать виртуальный ключ K1.

Дифференциатор на ОУ. Схемы идеального и реального дифференциатора на ОУ приведены на рис. 8.12, *а, б*. Изменения входного напряжения вызывают протекание тока через конденсатор C :

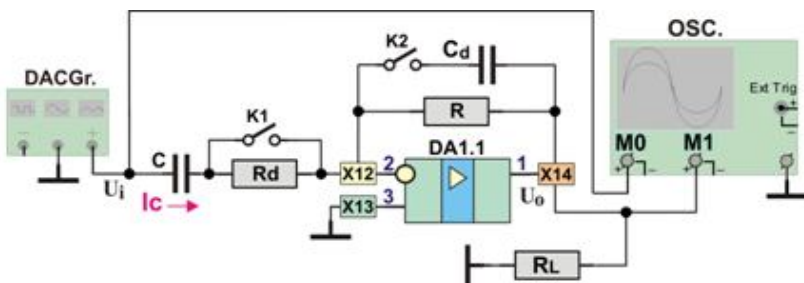
$$I_c = C \frac{dU_i}{dt}. \quad (8.21)$$

Для идеального дифференциатора:

$$U_o = -RC \frac{dU_i}{dt}. \quad (8.22)$$



а



б

Рис. 8.12. Схема идеального(*а*) и реального(*б*) дифференциатора на ОУ

Знак "-" перед производной обусловлен тем, что входное напряжение подаётся на инвертирующий вход ОУ.

При построении схем реальных дифференциаторов возникает ряд практических проблем:

- возникающие в цепи обратной связи дополнительные фазовые сдвиги могут привести к нарушению устойчивости работы дифференциатора. Таким образом, переходная характеристика будет иметь колебательный характер, что приводит к ошибкам дифференцирования;

- на высоких частотах возрастает входной ток от источника сигнала, что может привести к нарушению его работы;

– коэффициент передачи дифференциатора возрастает с ростом частоты, что приводит к увеличению высокочастотных помех.

Для улучшения работы дифференциатора в схему вводят корректирующие элементы R_d и C_d .

Установка дополнительного резистора R_d (рис. 8.12,б) последовательно с входным конденсатором C позволяет: ограничивать величину входного тока на высоких частотах; ограничивать коэффициент передачи на высоких частотах, что приводит к уменьшению собственных помех дифференциатора; повышать устойчивость работы дифференциатора.

Установка дополнительного конденсатора C_d параллельно резистору обратной связи повышает устойчивость работы дифференциатора на низких частотах, исключая самовозбуждение ОУ.

Выполнить следующие действия:

- собрать схему согласно рис. 8.12,б;
- задать номиналы элементов: $C = 100$ нФ; $R = 10$ кОм; $R_d = 5,1$ кОм; $C_d = 10$ нФ; $R_L = 1$ кОм;
- входной сигнал U_i подать с генератора /DAC_Graphics/. Результат измерения контролировать в режиме /FTplotter/;
- задать тип входного периодического сигнала U_i : треугольное напряжение, меандр (прямоугольные импульсы) и синусоидальный сигнал. Задать частоту 70...120 Гц;
- для исследования влияния элементов коррекции (R_d , C_d) на работу схемы дифференциатора использовать виртуальные ключи К1, К2.

8.5. Подготовить к защите отчёт:

- знать основные электрические параметры и классификацию ОУ в интегральном исполнении;
- знать основные схемы линейного режима ОУ: инвертирующего и неинвертирующего усилителей, сумматора, дифференциального усилителя, повторителя;
- знать способы коррекции схем интегратора и дифференциатора;
- сделать общие выводы по результатам проделанной работы.

Лабораторная работа № 9

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ

Цель работы: ознакомиться с работой операционного усилителя (ОУ) в интегральном исполнении. Практически исследовать схемы компаратора, триггера Шмитта, симметричного и несимметричного мультивибратора, интегрального таймера NE555 в астабильном режиме. Приобрести практический навык в работе с измерительной аппаратурой и приборами (генератором, частотомером, осциллографом, мультиметром).

Теоретические сведения

Аналоговый компаратор. Аналоговый компаратор (АК) предназначен для сравнения непрерывно изменяющихся сигналов (рис. 9.1). Входные аналоговые сигналы компаратора: U_i – анализируемый сигнал и U_{REF} – опорный сигнал сравнения; U_o – выходной дискретный или логический сигнал, содержащий 1 бит информации. Выходной сигнал компаратора может принимать лишь два логических значения: Log.0 или Log.1, и не может изменяться линейно, как у операционного усилителя.

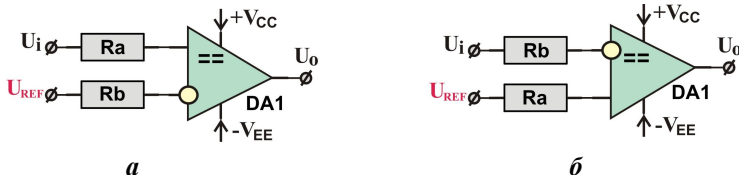


Рис. 9.1. Схемы включения аналогового компаратора на ОУ с 2-х полярным питанием

Выходной сигнал компаратора почти всегда действует на входы логических цепей и потому согласуется по уровню и мощности с их входами. Таким образом, компаратор – это элемент перехода от аналоговых к цифровым сигналам, поэтому его иногда называют однобитным аналого-цифровым преобразователем.

Если измеряемое напряжение U_i подаётся на прямой вход (рис. 9.1,а), а эталонное напряжение U_{REF} – на инверсный вход ОУ, то работа компаратора определяется выражением:

$$U_o = \begin{cases} U_{o(max)}, & U_i > U_{REF} \\ U_{o(min)}, & U_i < U_{REF} \end{cases}. \quad (9.1)$$

При переключении входов согласно рис. 9.1,**б** выходное напряжение определяется правилом:

$$U_o = \begin{cases} U_{o(\min)}, & U_i > U_{REF} \\ U_{o(\max)}, & U_i < U_{REF} \end{cases}. \quad (9.2)$$

Из передаточной характеристики компаратора (рис. 9.2,**а**) можно сделать вывод, что уровни включения U_{th} и выключения U_{tl} совпадают и равны опорному напряжению:

$$U_{TH} = U_{TL} = U_{REF}. \quad (9.3)$$

Аналогично, на временной диаграмме (рис. 9.2,**б**), переключение компаратора происходит в моменты времени t_1, t_2, t_3, t_4 , когда входное напряжение равно эталонному значению U_{REF} .

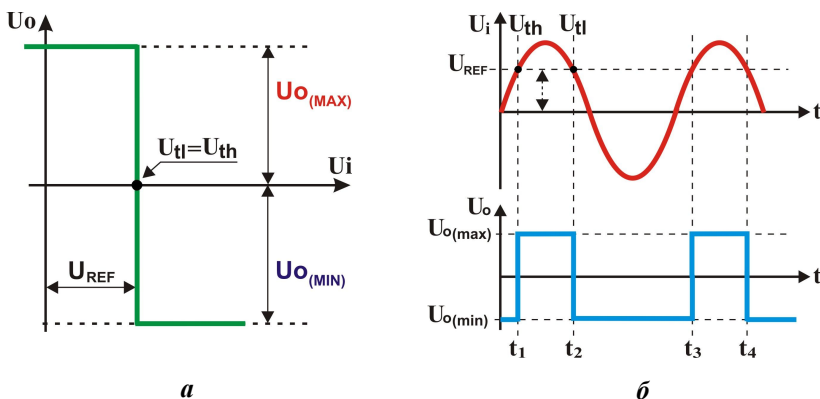


Рис. 9.2. Передаточная характеристика и временная диаграмма работы компаратора с 2-х полярным питанием

Инвертирующий триггер Шмитта. Идеализированная передаточная характеристика инвертирующего триггера Шмитта (ТШ) представляет собой прямоугольную петлю гистерезиса (рис. 9.3,**б**) с пороговыми уровнями напряжения U_{th} и U_{tl} , при которых происходит переключение триггера из одного устойчивого состояния $U_{O(\max)}$ в другое $U_{O(\min)}$. Гистерезис ΔU_g увеличивает стабильность работы триггера при напряжениях близких к пороговому. В отсутствии гистерезиса при входных напряжениях близких к порогу срабатывания любая помеха на входе вызовет многократное переключение триггера, что обычно крайне не желательно.

Согласно временной диаграмме работы ТШ (рис. 9.3, *в*) переключение выходного сигнала U_o будет происходить только в моменты времени t_1 , t_2 и t_3 , когда входной сигнал соответствует пороговым уровням U_{th} и U_{tl} , которые, в отличие от компаратора, не равны между собой и отличаются на величину гистерезиса ΔU_g .

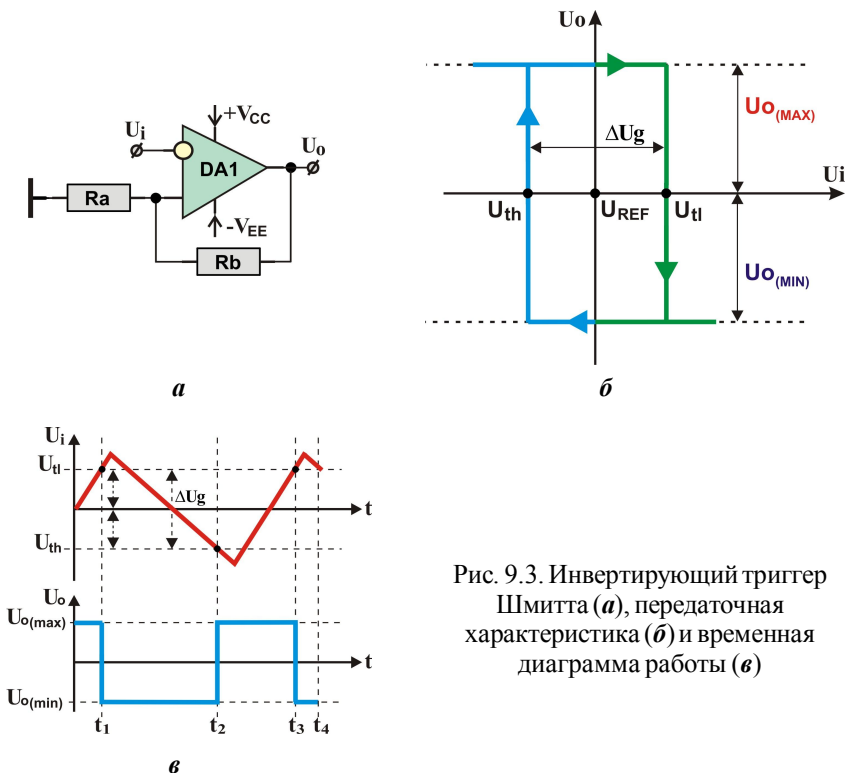


Рис. 9.3. Инвертирующий триггер Шмитта (*а*), передаточная характеристика (*б*) и временная диаграмма работы (*в*)

Такая специфика работы ТШ достигается введением положительной обратной связи (ПОС) по неинвертирующему входу ОУ (рис. 9.3, *а*) с помощью резисторов R_a , R_b . Входной сигнал U_i , в данном случае, подается на инвертирующий входу ОУ.

Для расчёта порогов переключения представленной схемы ТШ используют следующие зависимости:

$$U_{TH} = \alpha U_{o(min)}; \quad (9.4)$$

$$U_{TL} = \alpha U_{o(max)}. \quad (9.5)$$

Ширина зоны гистерезиса

$$\Delta U_g = \alpha(U_{o(max)} - U_{o(min)}); \quad (9.6)$$

$$\alpha = \frac{R_a}{R_a + R_b}. \quad (9.7)$$

Неинвертирующий триггер Шмитта. Неинвертирующий триггер Шмитта, аналогично рассмотренной выше схеме, также имеет ПОС и обладает гистерезисом, однако входной сигнал в данной схеме подаётся на неинвертирующий вход (рис. 9.4,*а*). Данная схема также широко применяется в аналого-цифровых преобразователях, фильтрах, линиях связи и т. д.

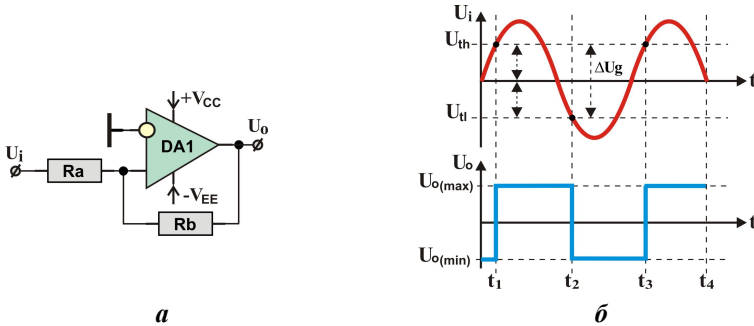


Рис. 9.4. Схема и временная диаграмма работы неинвертирующего триггера Шмитта

Согласно временной диаграмме работы ТШ (рис. 9.4,*б*), переключение выходного сигнала U_o будет происходить только в моменты времени t_1 , t_2 и t_3 , когда входной сигнал соответствует пороговым уровням U_{th} и U_{tl} , причём высокий уровень выходного сигнала U_o будет соответствовать положительному значению U_{th} , в отличие от инвертирующего триггера Шмитта. Для данной схемы выполняется условие

$$U_{TL} < U_{TH}. \quad (9.8)$$

Для расчёта порогов переключения используют следующие зависимости:

$$U_{TH} = -U_{o(min)} \cdot \left(\frac{R_a}{R_b} \right); \quad (9.9)$$

$$\Delta U_g = \left(\frac{R_a}{R_b} \right) \cdot (U_{o(max)} - U_{o(min)}). \quad (9.10)$$

Ширина зоны гистерезиса

$$\Delta U_g = \left(\frac{R_a}{R_b} \right) \cdot (U_{o(max)} - U_{o(min)}). \quad (9.11)$$

Если к инвертирующему входу подключить источник опорного напряжения, то значения уровней U_{th} , U_{tl} сместятся на величину U_{REF} (рис. 9.5).

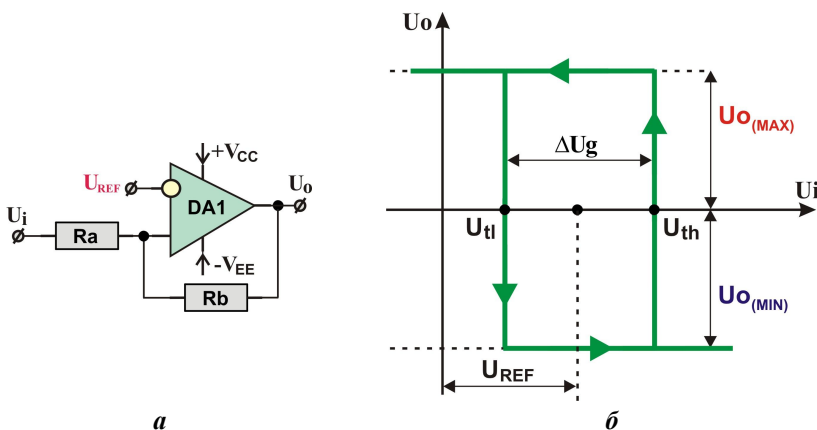


Рис. 9.5. Неинвертирующий триггер Шмитта со смещением зоны ΔU_g и его передаточная характеристика при $U_{REF} > 0$

При расчёте порогов переключения схемы (рис. 9.5), необходимо учитывать величину напряжения смещения U_{REF} :

$$U_{TH} = U_{REF} - \frac{(U_{o(min)} - U_{REF}) \cdot R_a}{R_b}; \quad (9.12)$$

$$U_{TL} = U_{REF} - \frac{(U_{o(max)} - U_{REF}) \cdot R_a}{R_b}. \quad (9.13)$$

Мультивибратор. Мультивибратор относится к релаксационным генераторам. Релаксационный генератор является источником колебаний, форма которых отличается от синусоидальной. Релаксационные колебания бывают прямоугольные, пилообразные и т. д. Генераторы релаксационных колебаний используют для формирования одиночных импульсов и импульсных последовательностей, деления частоты, в качестве запускающих элементов, источников синхронизирующего сигнала.

Колебательный процесс в релаксационном генераторе состоит в поочередном накоплении энергии от источника питания накопителем и выделении ее в виде тепла в резисторах схемы. Накопитель переключается с процесса накопления на выделение энергии с помощью коммутирующего устройства при достижении определенного уровня энергии. Управление коммутирующим устройством производится по цепи обратной связи. Таким образом, релаксационный генератор обязательно содержит источник энергии, накопитель, коммутирующее устройство и цепь обратной связи. В качестве коммутирующего устройства обычно используют транзистор, работающий в ключевом режиме.

Релаксационный генератор может работать в одном из следующих режимов: ждущем, автоколебательном, синхронизации и деления частоты.

В автоколебательном режиме состояния устойчивого равновесия нет, а существует два состояния квазиустойчивого равновесия. В процессе работы генератор переходит из одного квазиустойчивого состояния в другое. Следовательно, астабильный мультивибратор – это мультивибратор, который не имеет устойчивого состояния, период колебаний которого определяется параметрами схемы.

Симметричный мультивибратор на ОУ. Схема мультивибратора, представленная на рис. 9.6, является примером, когда релаксационный генератор запасает энергию в конденсаторе, а затем периодически рассеивает её, в результате чего возникают колебания. В составе схемы инвертирующий триггер Шмитта, охваченный ООС с помощью фильтра нижних частот в виде RC-цепи, подключенной к инвертирующему входу операционного усилителя DA1.

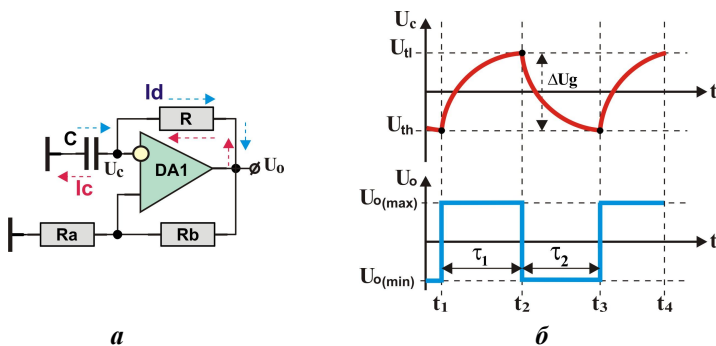


Рис. 9.6. Симметричный мультивибратор и временная диаграмма работы

RC-цепь поддерживает автоколебательный режим мультивибратора и задаёт временные параметры схемы, то есть определяет частоту импульсов на выходе операционного усилителя. Резистивный делитель (элементы R_b, R_a) реализует положительную обратную связь (ПОС) триггера Шмитта. В схеме мультивибратора ПОС по своему действию во времени должна быть опережающей по отношению к ООС.

Таким образом, введение RC цепи в схему неинвертирующего триггера Шмитта превращает гистерезисный бистабильный мультивибратор в астабильный мультивибратор.

При высоком уровне выходного напряжения $U_{o(max)}$ схемы, происходит заряд конденсатора C (в течение интервала времени τ_1) по цепи: $U_o(DA1) \rightarrow R \rightarrow C$. Напряжение на инвертирующем входе ОУ возрастает до порогового значения U_{cl} (рис. 9.6, б). В момент времени τ_2 срабатывает триггер Шмитта, переключая значение выходного напряжения на противоположное – $U_{o(min)}$.

При низком выходном напряжении схемы, конденсатор C разряжается (в течении интервала времени τ_2) по цепи: $C \rightarrow R \rightarrow U_o(DA1)$. Напряжение на инвертирующем входе ОУ снижается до порогового значения U_{th} , что вызывает обратное переключение триггера Шмитта.

В результате, выходное напряжение симметричного мультивибратора будет представлять периодическую последовательность прямоугольных импульсов с временными параметрами:

Длительность времени заряда (разряда) накопительной ёмкости до порога переключения

$$\tau_1 = \tau_2 = RC \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{2R_a}{R_b} \right) \right]; \quad (9.14)$$

период колебаний

$$T = 2\tau_1. \quad (9.15)$$

При равенстве $R_a = R_b$

$$T \approx 2,2RC. \quad (9.16)$$

Несимметричный мультивибратор на ОУ. Для реализации схемы несимметричного мультивибратора необходимо развязать цепи заряда и разряда времязадающего конденсатора C , входящего в состав

автоколебательного звена (рис. 9.7,*a*). При этом должно выполняться условие

$$R_c \neq R_d. \quad (9.17)$$

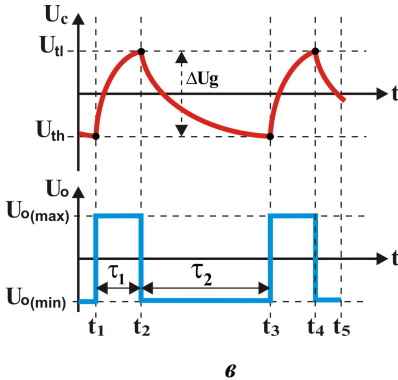
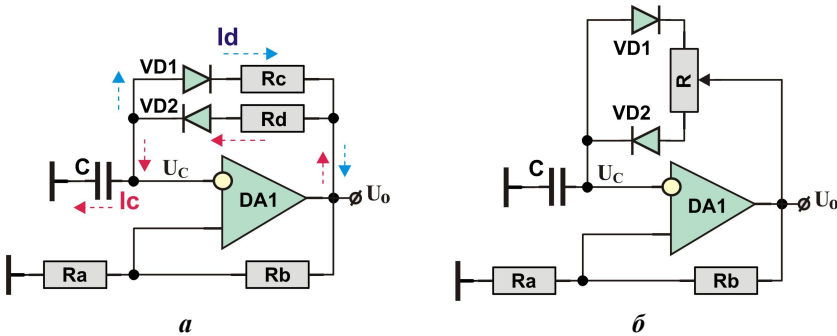


Рис. 9.7. Несимметричный мультивибратор и временная диаграмма работы

В данном случае, цепь заряда будет коммутировать диод VD2 (в течение интервала времени τ_1): $U_o(DA1) \rightarrow R_d \rightarrow VD2 \rightarrow C$, а цепь разряда – диод VD1 (в течение интервала времени τ_2): $C \rightarrow VD1 \rightarrow R_c \rightarrow U_o(DA1)$. Согласно рис. 9.7, выполняется условие: $\tau_1 < \tau_2$, следовательно $R_d < R_c$.

В результате выходное напряжение несимметричного мультивибратора представляет периодическую последовательность прямоугольных импульсов со скажностью $Q \neq 2$ и временными параметрами:

длительность времени заряда накопительной ёмкости до порога переключения U_{TL}

$$\tau_1 = R_d C \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{2R_a}{R_b} \right) \right]; \quad (9.18)$$

длительность времени разряда накопительной ёмкости до порога переключения U_{TH}

$$\tau_2 = R_c C \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{2R_a}{R_b} \right) \right]; \quad (9.19)$$

период колебаний

$$T = \tau_1 + \tau_2; \quad (9.20)$$

пороги переключения

$$U_{\text{TH}} = \alpha U_{\text{o(min)}}, \quad (9.21)$$

$$U_{\text{TL}} = \alpha U_{\text{o(max)}}; \quad (9.22)$$

гистерезис переключения

$$\Delta U_g = \alpha (U_{\text{o(max)}} - U_{\text{o(min)}}), \quad (9.23)$$

где коэффициент α

$$\alpha = \frac{R_a}{R_a + R_b}. \quad (9.24)$$

Мультивибратор на базе интегрального таймера NE555. Таймер NE555 может формировать временные интервалы длительностью от нескольких микросекунд до часов и может работать как в режиме автоколебаний, так и в режиме ждущего мультивибратора. Он позволяет регулировать скважность импульсных сигналов и может управлять TTL и CMOS интегральными схемами. Температурная стабильность частоты таймера NE555 составляет 0,005 % на 1°C. Эта микросхема применяется в устройствах, предназначенных для точной синхронизации, генерации импульсов, широтно-импульсной модуляции, фазо-импульсной модуляции и последовательного тактирования, а также в устройствах, регистрирующих пропуски импульсов.

Микросхема состоит (рис. 9.8) из делителя напряжения (R_1, R_2, R_3) с двумя опорными напряжениями ($U_{\text{RF1}}, U_{\text{RF2}}$) для сравнения, двух прецизионных компараторов (AC1, AC2) высокого и низкого уровней,

RS-триггера с дополнительным входом сброса, транзисторного ключа VT с открытым коллектором и выходного усилителя (A) мощности для увеличения нагрузочной способности.

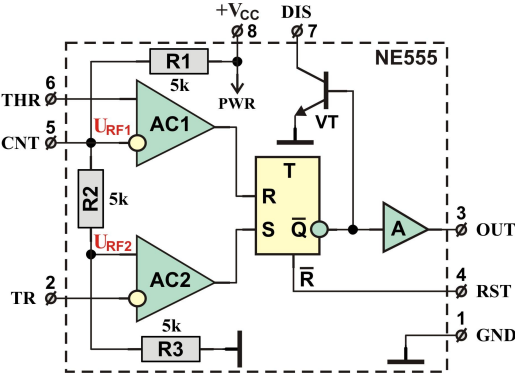


Рис. 9.8. Функциональная схема таймера NE555

Нумерация и назначение выводов таймера указаны в табл. 9.1.

Внешний конденсатор C_x заряжается через резисторы R_a, R_b , а разряжается только через R_b , который одним выводом подключен к выводу [7] Discharge, т. е. к коллектору встроенного транзистора VT, который отпирается во время разряда. ЭТО позволяет в определённых пределах регулировать скважность импульсов, задавая соотношение между сопротивлениями резисторов R_a, R_b . В данном режиме работы таймера напряжение на конденсаторе C_x меняется от $1/3$ – до $2/3$ – источника питания. Время заряда и разряда конденсатора (τ_1, τ_2), а следовательно и частота колебаний не зависят от напряжения питания (рис. 9.9,б).

Таблица 9.1

1	2	3	4	5	6	7	8
GND, общий вывод	TR, запуск	OUT, выход	RST, сброс	CNT, контроль делителя	THR, останов	DIS, разряд	+V _{CC} , питание

Автоколебательный режим задаётся включением таймера согласно схеме рис. 9.9,а.

Интервал τ_1 – время заряда конденсатора C_x , в течение которого на выходе [3] таймера действует высокое напряжение, определяется формулой:

$$\tau_1 = \ln 2(R_a + R_b) \cdot C_x. \tag{9.25}$$

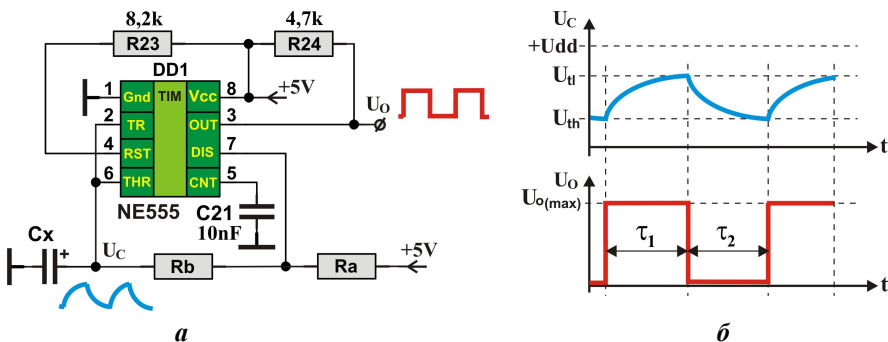


Рис. 9.9. Включение таймера NE555 в стабильном режиме (а) и временная диаграмма его работы (б)

Интервал τ_2 – время разряда конденсатора C_x , в течение которого на выходе таймера действует низкое напряжение:

$$\tau_2 = \ln 2 \cdot R_b C_x. \quad (9.26)$$

Порядок выполнения работы

9.1. Исследовать компаратор на ОУ:

- собрать схему согласно рис. 9.10;

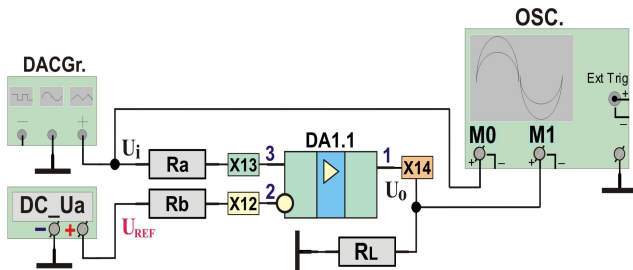


Рис. 9.10. Схема исследования неинвертирующего компаратора на ОУ

- выбрать исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), $R_a = R_b = 10 \text{ кОм}$, тип нагрузки $R_L = 1 \text{ кОм}$;
- источником U_a задать значение опорного напряжения U_{REF} ;
- входной сигнал U_i подавать с генератора /DAC_Graphics/;
- контроль входного U_i и выходного U_o сигнала осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/, в зависимости от выбранной частоты сигнала генератора;

- изменить схему согласно рис. 9.11 и повторить исследование;

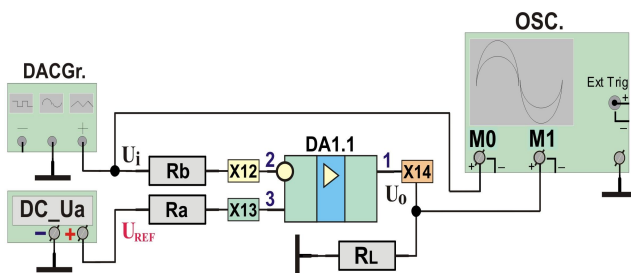


Рис. 9.11. Схема исследования инвертирующего компаратора на ОУ

- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] или [PxPlotter_Bitmap_Files].

9.2. Исследовать инвертирующий триггер Шмитта:

- произвести предварительный расчёт номиналов резисторов R_a , R_b согласно заданным значениям U_{th} , U_{tl} . При расчёте необходимо учитывать номиналы элементов лабораторного модуля EMST_Analog;

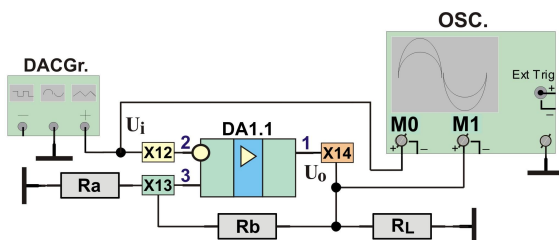


Рис. 9.12. Схема исследования инвертирующего триггера Шмитта

- собрать схему согласно рис. 9.12. Выбрать исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 1 \text{ кОм}$;
- входной сигнал U_i подавать с генератора /DAC_Graphics/;
- контроль входного U_i и выходного U_o сигнала осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/, в зависимости от выбранной частоты сигнала генератора;
- изменить схему согласно рис. 9.13 и повторить исследование;
- источником U_a задать значение опорного напряжения (смещения) U_{REF} ;
- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] или [PxPlotter_Bitmap_Files].

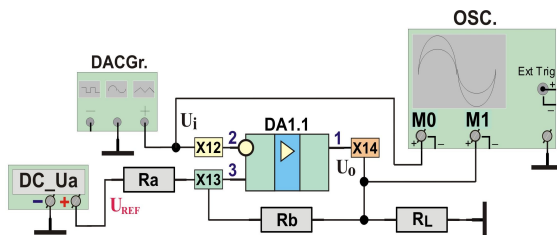


Рис. 9.13. Схема исследования инвертирующего триггера Шмитта со смещением зоны ΔU_g

9.3. Исследовать неинвертирующий триггер Шмитта:

- произвести предварительный расчёт номиналов резисторов R_a , R_b согласно заданным значениям U_{th} , U_{tl} . При расчёте необходимо учитывать номиналы элементов лабораторного модуля EMST_Analog;
- собрать схему согласно рис. 9.14. Выбрать исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 1 \text{ кОм}$;

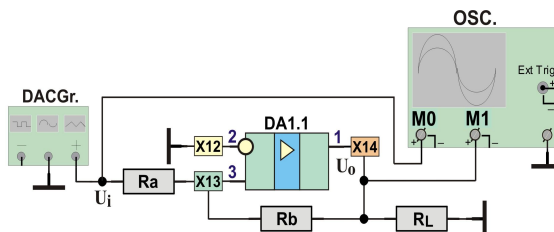


Рис. 9.14. Схема исследования неинвертирующего триггера Шмитта

- входной сигнал U_i подавать с генератора /DAC_Graphics/;
- контроль входного U_i и выходного U_o сигнала осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /PXplotter/ или /FTplotter/ в зависимости от выбранной частоты сигнала генератора;
- изменить схему согласно рис. 9.15 и повторить исследование;

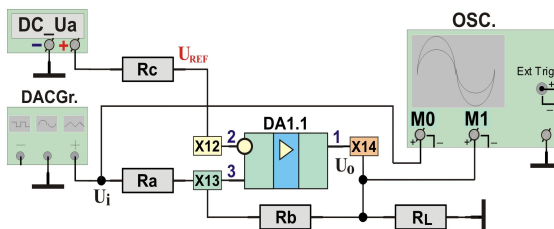


Рис. 9.15. Схема исследования неинвертирующего триггера Шмитта со смещением зоны ΔU_g

- источником U_a задать значение опорного напряжения (смещения) U_{REF} ;

- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] или [PxPlotter_Bitmap_Files].

9.4. Исследовать симметричный мультивибратор на ОУ:

- произвести предварительный расчёт элементов схемы (R_a , R_b , C , R) согласно заданной частоте выходных импульсов мультивибратора;
- собрать схему согласно рис. 9.16. Выбрать исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 5,1 \text{ кОм}$;

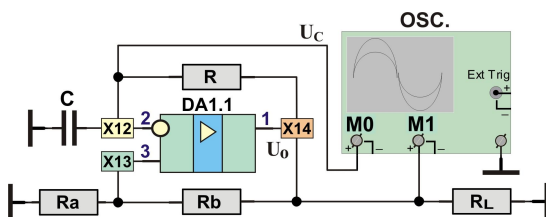


Рис. 9.16. Схема исследования симметричного мультивибратора

- контроль выходного сигнала U_o и напряжения на конденсаторе U_c осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /FTplotter/;
- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files].

9.5. Исследовать несимметричный мультивибратор на ОУ:

- произвести предварительный расчёт элементов схемы (R_a , R_b , R_c , R_d , C) согласно заданной частоте выходных импульсов мультивибратора;
- собрать схему согласно рис. 9.17. Выбрать исследуемый ОУ DA1.1 (LM358), тип нагрузки $R_L = 5,1 \text{ кОм}$;
- контроль выходного сигнала U_o и напряжения на конденсаторе U_c осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /FTplotter/;

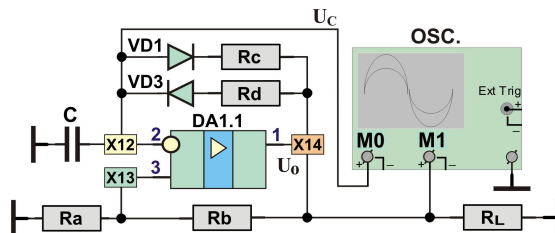


Рис. 9.17. Схема исследования несимметричного мультивибратора

- осциллограммы измерений сохранить в папке проекта [OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files].

9.6. Исследовать мультивибратор на базе интегрального таймера NE555:

- произвести предварительный расчёт элементов схемы (R_a , R_b , C_x) согласно заданной частоте выходных импульсов мультивибратора;
- собрать схему согласно рис. 9.18. Выбрать исследуемый таймер DD1 (NE555), $R_c = 750 \text{ Ом}$;

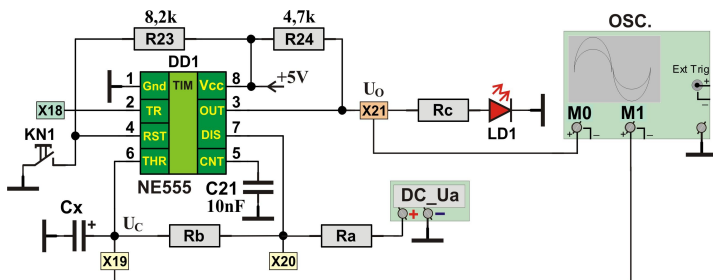


Рис. 9.18. Схема исследования таймера NE555 в режиме мультивибратора

- соединить узлы [X18] и [X19] монтажным проводником. Таким образом, напряжение с положительной обкладки конденсатора C_x измеряется (управляет) обоими компараторами (AC1, AC2) таймера;
- контроль выходного сигнала U_o и напряжения на конденсаторе U_c осуществлять виртуальными мониторами M0, M1 в режиме /FTplotter/;
- для проверки расчётных данных частото задающих элементов схемы таймера (C_x , R_a , R_b) использовать встроенный частотомер на главной панели программного модуля LC_2012S, закладка [Frequency];
- для точного измерения частоты сигнала мультивибратора необходимо разорвать цепь [X19] – [M1], так как канал M1 осциллографа включен к положительной обкладке времязадающего конденсатора C_x и имеет собственную величину входного сопротивления, влияя на тайминги τ_1 , τ_2 .

9.7. Подготовить к защите отчёт:

- знать основные электрические параметры интегральных компараторов;
- знать особенности построения релаксационных генераторов;
- знать основные схемы импульсного режима работы ОУ: компаратора, триггера Шмитта, симметричного и несимметричного мультивибратора;

- знать принцип построения схемы интегрального таймера NE555 в режиме мультивибратора;
- при анализе работы схем использовать осциллограммы экспериментальных данных;
- сделать общие выводы по результатам проделанной работы.

Лабораторная работа № 10 **АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ**

Цель работы – ознакомиться с типами и принципом работы аналого-цифровых преобразователей, спецификой применения внешних и встроенных АЦП. Изучить основные характеристики и критерии выбора АЦП. Рассмотреть практические вопросы определения оптимальной частоты семплирования исследуемого сигнала, способы расширения диапазона входного сигнала АЦП, программные и аппаратные методы повышения точности системы измерения с АЦП, организованные в лабораторном комплексе LC_2012S на базе 10-ти битного АЦП последовательного приближения.

Теоретические сведения

Типы аналого-цифровых преобразователей. Аналого-цифровое преобразование – это процесс преобразования входной физической величины в ее числовое представление. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) – устройство, выполняющее такое преобразование. Входной величиной АЦП может быть любая физическая величина – напряжение, ток, сопротивление, емкость, частота следования импульсов, угол поворота вала и т. п. Однако, посредством специализированных интерфейсов и преобразователей использование АЦП будет сводиться к преобразованию напряжения – цифровой код, над которым микропроцессор и программное обеспечение выполняют определенные действия.

При рассмотрении дальнейшего материала по аналого-цифровым преобразователям, будут применены следующие аббревиатуры и сокращения, встречающиеся в технической документации и схемах:

- Nb, N (bit resolution) – разрядность АЦП;
- LSB (Least significant bit) – младший (МЗР) значащий разряд цифровых выходов АЦП;
- MSB (Most significant bit) – старший (СЗР) значащий разряд цифровых выходов АЦП;
- V_{REF} , REF_{in} , REF_{out} (Reference voltage) – опорное напряжение;
- A_{in} – аналоговый вход;
- AV_{dd} – напряжение питания аналоговой части;
- DV_{dd} – напряжение питания цифровой части;
- V_{bias} (Bias voltage) – напряжение смещения;
- $AGnd$ (Analog ground) – аналоговая земля;
- $DGnd$ (Digital ground) – цифровая земля;

- INL (Integral non-linearity, %) – интегральная нелинейность;
- DNL (Differential non-linearity, %) – дифференциальная нелиней-

ность;

- AA (Absolute Accuracy, LSB) – абсолютная погрешность;
- t_c (Conversion time) – время преобразования;
- f_D – частота дискретизации;
- N SPS – N выборок в секунду при максимальном разрешении;
- N kSPS – $N \cdot 10^3$ выборок в секунду при максимальном разрешении;
- N MSPS – $N \cdot 10^6$ выборок в секунду при максимальном разрешении;

нии;

- N GSPS – $N \cdot 10^9$ выборок в секунду при максимальном разрешении;

нии;

- Di – диапазон входного сигнала;
- Ni_ch (Input channels) – число входных измерительных каналов;
- K_{amp} , K_A – коэффициент усиления встроенного предусилителя;
- Int_(Do) – организация интерфейса для вывода данных.

Существует несколько основных типов архитектуры АЦП.

АЦП параллельного или прямого преобразования (Flash Converters ADC). Большинство высокоскоростных осциллографов и некоторые высокочастотные измерительные приборы используют параллельные АЦП из-за их высокой скорости преобразования, которая может достигать 5 GSPS для стандартных устройств.

В основе принципа используется массив компараторов и шифратор. Каждый из компараторов сравнивает входное напряжение с индивидуальным опорным напряжением (V_{ref}). Такое опорное напряжение для каждого компаратора формируется на встроенном прецизионном резистивном делителе. Значения опорных напряжений начинаются со значения, равного половине младшего значащего разряда (LSB), и увеличиваются при переходе к каждому следующему компаратору с шагом, рав-

$$\text{ным } \frac{V_{ref}}{2^N}.$$

С увеличением входного напряжения компараторы последовательно устанавливают свои выходы в log.1 вместо log.0, начиная с компаратора, отвечающего за младший значащий разряд.

В результате, для 3-х разрядного АЦП требуется 2^3-1 (или 7 компараторов), 8-разрядного параллельного АЦП потребуется 255 (или 2^8-1) компараторов, а для 24-битного АЦП их понадобилось бы свыше 16 млн.

Схема имеет очень высокое быстродействие, так как все компараторы работают параллельно, но АЦП такого типа имеют разрешение до 8–10 разрядов, так как влекут за собой большие аппаратные затраты.

Такие АЦП используются для видео или других высокочастотных сигналов, а также широко применяются в промышленности для отслеживания быстро изменяющихся процессов в реальном времени.

АЦП последовательного приближения (SAR ADC, Successive Approximation Register ADC). Когда необходимо разрешение 12, 14 или 16 разрядов и не требуется высокая скорость преобразования, а определяющими факторами являются невысокая цена и низкое энергопотребление, то обычно применяют АЦП последовательного приближения. Этот тип АЦП чаще всего используется в разнообразных измерительных приборах и в системах сбора данных. В настоящий момент АЦП последовательного приближения позволяют измерять напряжение с точностью до 16 разрядов с частотой дискретизации до 1 MSPS.

АЦП последовательного приближения (или АЦП с поразрядным уравниванием) содержит компаратор, вспомогательный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и N-разрядный регистр последовательного приближения.

АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой за N шагов, где N – разрядность АЦП. На каждом шаге определяется по одному биту искомого цифрового значения, начиная от MSB и заканчивая LSB. Последовательность действий по определению очередного бита напоминает двоичный поиск.

Таким образом, АЦП последовательного приближения требуется один внутренний такт преобразования для каждого разряда или N тактов для N-разрядного преобразования. Тем не менее, работа АЦП последовательного приближения имеет особенность, связанную с переходными процессами во внутреннем ЦАП. Поэтому время преобразования 16-разрядного АЦП последовательного приближения более, чем в 2 раза превышает время преобразования 8-разрядного АЦП данного типа.

АЦП этого типа обладают одновременно высокой скоростью и хорошим разрешением. Однако, при отсутствии устройства выборки хранения (УВХ), погрешность будет значительно больше.

Сигма-дельта АЦП (Sigma-Delta ADC). В сигма-дельта АЦП (или АЦП с балансировкой заряда) были устранены основные недостатки многоразрядных преобразователей двойного и многократного интегрирования, а именно: существенная интегральная нелинейность, обусловленная

переходной характеристикой операционного усилителя интегратора, низкое помехоподавление, связанное с тем, что значительную часть времени цикла преобразования АЦП многократного интегрирования не принимает входной сигнал, а также немалое число внешних элементов – резисторов и высококачественных конденсаторов большой емкости.

Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно увеличить разрешающую способность – это *усреднение результатов измерения на большом интервале времени*. Частота следования выборок, при которых собственно и происходит анализ уровня напряжения измеряемого сигнала, существенно превышает частоту появления отсчетов на выходе АЦП (частоту дискретизации). Эта частота следования выборок называется частотой передискретизации. Так, сигма-дельта АЦП со скоростью преобразования 100К отсчетов/сек (100 kSPS), в котором используется частота передискретизации в 128 раз больше, будет производить выборку значений входного аналогового сигнала с частотой 12,8 MSPS.

Название "сигма-дельта" связано с наличием в данном АЦП сумматора (Σ) и интегратора (Δ). Путем серии последовательных итераций интегратор, компаратор, ЦАП и сумматор дают поток последовательных битов, в котором содержится информация о величине входного напряжения. Результирующая цифровая последовательность затем подается на фильтр нижних частот для подавления компонентов с частотами выше половины частоты дискретизации АЦП. После удаления высокочастотных составляющих дополнительный узел, дециматор – прореживает данные, оставляя 1 бит из каждых полученных 128 в выходной цифровой последовательности.

Дополнительным и очень важным достоинством сигма-дельта АЦП является то, что все его внутренние узлы могут быть выполнены интегральным способом на площади одного кремниевого кристалла. Это заметно снижает стоимость конечных устройств и повышает стабильность характеристик АЦП.

Обычно сигма-дельта АЦП применяются в разнообразных системах сбора данных и в измерительном оборудовании (измерение давления, температуры, веса и т. п.), когда не требуется высокая частота дискретизации и необходимо разрешение более 16 разрядов (см. Приложение 1).

Интегрирующие АЦП (Integrating ADC). АЦП двухтактного интегрирования часто применяют там, где необходимо сочетание высокого разрешения и высокого помехоподавления.

Входной сигнал заряжает конденсатор в течение фиксированного периода времени, который обычно составляет один период частоты питающей сети (50 или 60 Гц), либо кратен ему. При интегрировании входного сигнала в течение промежутка времени такой длительности высокочастотные помехи подавляются. Одновременно исключается влияние нестабильности напряжения сетевого источника питания на точность преобразования. Это происходит потому, что значение интеграла от синусоидального сигнала равно нулю, если интегрирование осуществляется во временном интервале, кратном периоду изменения синусоиды.

По окончании времени заряда АЦП разряжает конденсатор с фиксированной скоростью, в то время как внутренний счетчик подсчитывает количество тактовых импульсов за время разряда конденсатора. Большее время разряда, таким образом, соответствует большему значению показаний счетчика и большему измеряемому напряжению.

АЦП двухтактного интегрирования имеют высокую точность и высокую разрешающую способность, а также имеют сравнительно простую структуру. Это дает возможность выполнять их в виде интегральных микросхем. Основной недостаток таких АЦП – большое время преобразования, обусловленное привязкой периода интегрирования к длительности периода питающей сети. Например, для 50 Гц – оборудования частота дискретизации АЦП двухтактного интегрирования не превышает 25 SPS. А при увеличении частоты дискретизации, снижается помехозащищенность преобразователя.

Порядок выполнения работы

10.1. Исследование встроенного АЦП на базе микроконтроллера.

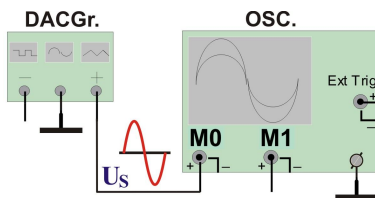


Рис. 10.1. Схема тестирования АЦП

10.1.1. Определить оптимальную частоту семплирования для тестового сигнала:

- подключить модуль EMST_Analog к комплексу LC_2012S;
- собрать схему согласно рис. 10.1;
- подключить источник входного сигнала U_s от графического генератора DAC_Graphics (разъем DB-9

Analog_Out, pin-8) к каналу Ch_0 АЦП (виртуальный монитор M0, разъём DB-9 Analog_In, pin-1). В данном случае, сигнал с DAC используется без фильтра НЧ (bypassing the low-pass filter);

- на главной панели программного модуля LC_2012S, в закладке [Analog Instruments] выбрать управляемый источник DAC_Graphics;
- задать тип сигнала (Signal types – Dynamic), пресет сигнала Sin-Wave (function F13);
- установить 32 точки на период (Sin_wave – 32p_8bit DAC), диапазон DAC_Clock 1100...76800 Гц;
- задать частоту синусоидального сигнала 180 Гц ($f_{clk_DAC} = 5760 \text{ Hz}$);
- амплитуду синусоидального сигнала 4,5 В (U_{refDAC});
- на главной панели программного модуля LC_2012S, в закладке [Oscilloscope] выбрать тип используемого графопостроителя [FtPlotter] и установить следующие опции: ADC clock – 115200 Hz, Channel – M0, ADC maxp – 128 pixels per frame;
- перед началом опыта предварительно определим частоту дискретизации (семплирования) тестового сигнала (U_S) для более полного восстановления при аналого-цифровом преобразовании;
- при условии, что $f_s = 180 \text{ Гц}$, при $N_p = 32$ точках на период, (учитывая теорему Котельникова)

$$f_D = (f_s \cdot N_p) \cdot 2. \quad (10.1)$$

Тогда, минимальная частота семплирования $f_D = (180 \cdot 32) \cdot 2 = 11520 \text{ [SPS]}$;

- после запуска осциллографа [FtPlotter], изменить последовательно частоту тактирования АЦП согласно данным табл. 10.1. Программа автоматически осуществляет расчёт параметров t_C , f_D , t_F по кнопке [Calculation];

- сформированные [FtPlotter] фреймы сохранить по нажатию [Save Diagram] в дополнительной папке [/OSCILLOSCOPE_Bitmap_Files] места запуска программы LC_2012S.exe.

Согласно техническому описанию МК АТМega32, процесс одиночного преобразования

Таблица 10.1

ADC _(CLK) , Гц	t_C , мкс	f_D , SPS	t_F , мс
115200			
230400			
460800			
921600			

аппаратно-встроенного АЦП, составляет 13 тактовых импульсов.

Тогда время преобразования одной точки фрейма будет составлять

$$t_c = \frac{13 \cdot N_{ch}}{F_{ADC(clk)}}, \quad (10.2)$$

где N_{ch} – число циклически опрашиваемых (мультиплексируемых) каналов АЦП в режиме FtPlotter (рис. 10.2). Например, t_0 – интервал

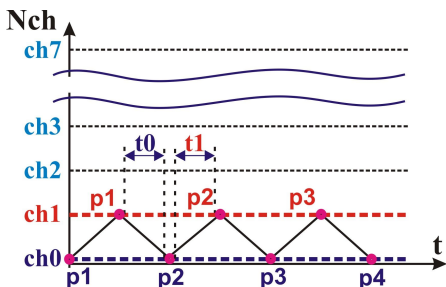


Рис. 10.2. Мультиплексированный опрос каналов Ch0, Ch1 в режиме FtPlotter

времени, соответствующий преобразованию точки (замера) p_2 по каналу Ch0. В промежутке времени между интервалами (t_0-t_1) МК считывает данные, формирует импульс сброса и начала преобразования, а также осуществляет другие действия согласно приоритета обработки прерываний.

Частота выборки (семплирования)

$$f_D = \frac{1}{t_c}; \quad (10.3)$$

время формирования одного фрейма для 128 и 256 точек соответственно

$$t_{F(128)} = t_c \cdot 128; \quad (10.4)$$

$$t_{F(256)} = t_c \cdot 256. \quad (10.5)$$

10.1.2. Исследовать преобразователь диапазона входного сигнала $D_i = -5 \dots +5$ В:

- выбрать в качестве тестового сигнала U_i , управляемый источник программируемого напряжения DC_U_b с диапазоном выходного напряжения $U_b = -9 \dots +9$ В;

- подключить модуль EMST_Analog к комплексу LC_2012S;

- собрать схему согласно рис. 10.3;

- подключить источник входного сигнала U_i (DC_U_b , разъём DB-9 Analog_Out, pin-2) к контактному полю;

- подключить контрольный цифровой мультиметр DT-838L, установив режим измерения постоянного напряжения в диапазоне 0...20 В;
- подключить виртуальный монитор M0 (разъём DB-9 Analog_In, pin-1);
- на главной панели программного модуля LC_2012S выбрать закладку [Multimeter] и активировать виртуальный монитор M0;
- результаты измерения

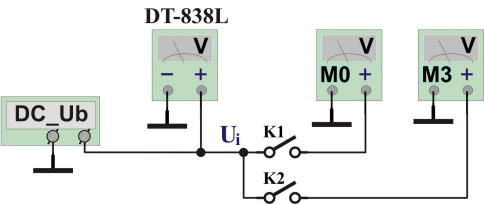


Рис. 10.3. Схема тестирования преобразователя входного сигнала АЦП

занести в табл. 10.2. Значения параметров U_{REF} , U_{M0} , X_{ADC} получить по данным виртуального инструмента [Multimeter]: $U_{REF} - [\text{Multimeter}] / [\text{Correction}] / [\text{Monitor}_0] / [\text{Parameter setting}]$, $X_{ADC} - [\text{Multimeter}] / [\text{ADC_Unit}] / [\text{Dec values}]$. Данный параметр означает десятичный код (decimal code), формируемый на выходе АЦП, после преобразования входного сигнала.

Таблица 10.2

U_b , В	R_1/R_2 , кОм	U_d , В	U_a , В	U_{REF} , В	U_o , В	U_{M0} , В	X_{ADC} , (dec)
5,0							
2,5							
0,0							
-2,5							
-5,0							

Параметры U_d , U_a , U_o , а также номиналы резисторов R_1 , R_2 являются расчётными.

10.1.3. Исследовать преобразователь диапазона входного сигнала $D_i = -10...+10$ В:

- подключить виртуальный монитор M3 (разъём DB-9 Analog_In, pin-4);
- на главной панели программного модуля LC_2012S выбрать закладку [Multimeter] и активировать виртуальный монитор M3;
- Результаты измерения занести в табл. 10.3. Значения параметров U_{REF} , U_{M3} получить по данным виртуального инструмента [Multimeter]: $U_{REF} - [\text{Multimeter}] / [\text{Correction}] / [\text{Monitor}_3] / [\text{Parameter setting}]$.

Таблица 10.3

U_i , В	R_1/R_2 , кОм	U_d , В	U_a , В	U_{REF} , В	U_o , В	U_{M3} , В	X_{ADC} , (dec)
9,0							
5,0							
0,0							
-5,0							
-9,0							

Параметры U_d , U_a , U_o , X_{ADC} , а также номиналы резисторов R_1 , R_2 являются расчётными.

10.2. Исследовать характеристики передачи АЦП без коррекции результата измерений:

- схема соответствует рис. 10.4;
- на главной панели программного модуля LC_2012S выбрать закладку [Multimeter] и активировать виртуальный монитор M0;
- в закладке [Multimeter] / [Correction] / [Monitor_0] / [Parameter setting] установить $K_{dm} = K_{dp} = 1$, $K_{offs} = 0$;
- контроль входного напряжения U_i производить цифровым мультиметром DT-838L;
- результаты измерения занести в табл. 10.4. Значения параметров U_{REF} , U_{M0} получить по данным виртуального инструмента [Multimeter].

Таблица 10.4

U_i , В	U_{REF} , В	U_{M0} , В	δ , (%)
5,0			
4,0			—
3,0			—
2,0			—
1,0			—
0,0			
-1,0			—
-2,0			—
-3,0			—
-4,0			—
-5,0			

Абсолютная погрешность – Δ разность между измеренным X_i и истинным X_d (действительным) значениями измеряемой величины. Абсолютная погрешность выражается в единицах измеряемой величины:

$$\Delta = X_i - X_d. \quad (10.6)$$

Относительная погрешность – δ отношение абсолютной погрешности измерения к истинному (действительному) значению измеряемой величины, выраженное в процентах:

$$\delta = \frac{\Delta}{X_d} \cdot 100\%. \quad (10.7)$$

После снятия данных для нулевой и конечных точек характеристики согласно (10.6), (10.7) рассчитывается относительная погрешность измерения (δ).

10.3. Исследовать характеристики передачи АЦП с программной коррекцией:

- схема соответствует рис. 10.3;
- перед началом измерений произвести калибровку исследуемого канала АЦП;
- на главной панели программного модуля LC_2012S выбрать закладку [Multimeter] и активировать виртуальный монитор M0;
- контроль входного напряжения (U_i) произвести цифровым мультиметром DT-838L;
- установить значение источника входного сигнала U_i (DC_U_b) = 0 В или подключить вход (M0) АЦП к общему проводу питания. Если показания монитора M0 не соответствуют 0 В, произвести коррекцию параметра K_{offs} в закладке [Multimeter] / [Correction] / [Monitor_0] / [Parameter setting]. По данной методологии оси X и Y передаточной функции перемещаются так, чтобы точка (P_0') совпала с нулевой точкой униполярной системы в тех же осях координат;
- установить значение источника входного сигнала U_i (DC_U_b) = +5В. Аналогично произвести коррекцию параметра K_{dp} ;
- установить значение источника входного сигнала U_i (DC_U_b) = -5 В. Аналогично, произвести коррекцию параметра K_{dm} . При данной коррекции происходит вращение передаточной функции АЦП (относительно скорректированной точки $P_0' = P_0$) до совпадения с идеальной передаточной функцией. Так корректируется ошибка коэффициента передачи;
- по окончании калибровки результаты измерения занести в табл. 10.5.

Таблица 10.5

U_b , В	K_{dm}	K_{dp}	K_{offs}	U_{REF} , В	U_{M0} , В	δ , (%)
5,0						
4,0						—
3,0						—
2,0						—
1,0						—
0,0						

Продолж. таблица 10.5

U_i , В	K_{dm}	K_{dp}	K_{offs}	U_{REF} , В	U_{M0} , В	δ , (%)
-1,0						—
2,0						—
-3,0						—
-4,0						—
-5,0						

10.4. Оперативная обработка и хранение данных после преобразования. Согласно технической документации на ATmega32 (при значении бита ADLAR = 0 в регистре ADMUX) распределение сформированных данных АЦП после преобразования осуществляется в 2-х регистрах: младшем ADCL (биты ADC0...ADC7) и старшем ADCH (биты ADC8, ADC9). Т. е., для хранения эквивалента аналоговой величины, преобразованной 10...16-битным АЦП, необходимо резервировать два байта памяти (табл. 10.6).

Таблица 10.6

15	14	13	12	11	10	9	8	Reg.
—	—	—	—	—	—	ADC9	ADC8	ADCH
ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADC1	ADC0	ADCL
7	6	5	4	3	2	1	0	

В комплексе LC_2012S для работы модуля [Oscilloscope] организовано два типа протокола:

Oscilloscope/PxPlotter – циклический опрос 8-ми каналов (Ch0...Ch7, по одному замеру) и передача на РС. При этом длина резервируемого буфера, отводимая для нужд АЦП, составляет 16 байт.

Oscilloscope/FtPlotter – циклический опрос 2-х каналов (Ch0, Ch1, с формированием фрейма из N-замеров в оперативной памяти МК) и последующая передача на РС.

Определим размер буфера, отводимого под массив данных в оперативной памяти МК ATmega32, организуемых протоколом для отправки на РС для режима Oscilloscope/FtPlotter:

N_{ch} – число мультиплексируемых (в цикле) каналов;

N_p – число точек во фрейме для одного канала;

$N_b(1P)$ – число байт для хранения оцифрованного эквивалента одного замера (точки фрейма);

$$L_{buff} = N_b(1P) \cdot N_p \cdot N_{ch}. \quad (10.8)$$

Тогда для 128 и 256 точек фрейма, с учётом двух опрашиваемых каналов (ch0, ch1), при организации буфера обмена, необходимо резервировать $L_{b(128F)} = 512$ байт и $L_{b(256F)} = 1024$ байт соответственно.

В качестве примера сжатия данных, можно рассмотреть способ, который заключается в следующем: старший байт первого замера (tmp_ADCH) будет содержать биты D8, D9 трёх последующих замеров. В итоге, для 4-х циклических замеров необходимо только 5 байт памяти (вместо 8). Такой способ сжатия хорошо демонстрируется на следующем примере: допустим, циклически производится 800 замеров АЦП, тогда для обычного варианта организации буфера необходимо 1600 байт памяти, а при данном примере компрессии всего 1000 байт. В зависимости от выбранного микроконтроллера, это может существенно влиять на экономию аппаратных ресурсов.

10.5. Подготовить к защите отчёт:

- знать основные типы АЦП;
- знать основные параметры и критерии выбора АЦП;
- сделать выводы по выбору оптимальной частоты дискретизации АЦП;
- знать способы расширения диапазона входного сигнала АЦП;
- знать методы повышения точности системы измерения с АЦП;
- по данным табл. 10.4–10.5 построить в одной системе координат передаточную характеристику АЦП до и после коррекции;
- дать характеристику параметрам $Q_{(P5)}$, $Q_{(M5P5)}$, $Q_{(M10P10)}$, K_{dp} , K_{dm} , K_{offs} ;
- сделать общие выводы по результатам проделанной работы.

Лабораторная работа № 11

Цель работы: ознакомиться с принципом работы цифро-аналоговых преобразователей с суммированием весовых токов. Изучить основные характеристики и критерии выбора ЦАП, порядок выбора внешних источников опорного напряжения для ЦАП. Изучить схемотехнику построения аттенуаторов и умножителей сигнала с применением ЦАП. На базе комплекса LC_2012S исследовать 10-тибитный ЦАП AD7520, принцип цифрового синтеза сигналов.

Теоретические сведения

Цифро-аналоговый преобразователь. Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП, DAC – "Digital-to-Analog Converter") – это устройство для преобразования цифрового кода D в аналоговый сигнал тока I_O или напряжения U_O , по величине пропорционально значению кода.

ЦАП применяются в измерительной технике, бытовой аппаратуре, автомобильной электронике, видеомониторах, принтерах, телефонии, медицинской технике и др.

Большинство схем параллельных ЦАП основано на принципе суммирования весовых токов, разработанном фирмой Analog Devices, и являющийся промышленным стандартом, на основе которого выполнены многие серийные модели ЦАП (рис. 11.1).

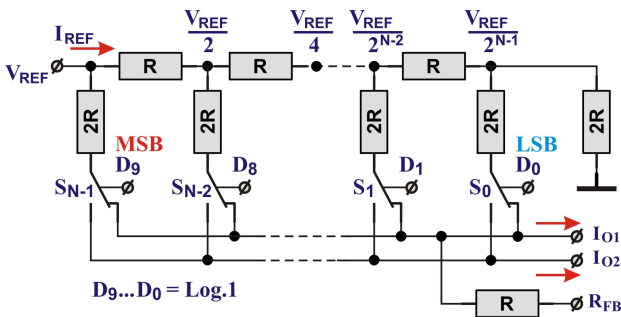


Рис. 11.1. Структура ЦАП с переключателями и матрицей R-2R постоянного импеданса

При таком построении резистивной матрицы (РМ) ток в каждой последующей параллельной ветви меньше, чем в предыдущей, в два раза. Схема осуществляет суммирование токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового двоичного разряда, причем должны

суммироваться только токи разрядов, значения которых (т.е. биты D9-D0, управляющие ключами) равны 1. В качестве ключей используются МОП-транзисторы.

Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырехразрядный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего разряда (MSB), вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего разряда – $2^2 = 4$, у второго – $2^1 = 2$ и у младшего (LSB) – $2^0 = 1$.

Если вес $I_{\text{LSB}} = 1$ мА, то $I_{\text{MSB}} = 8$ мА, а максимальный выходной ток преобразователя $I_{\text{O(max)}} = 15$ мА соответствует коду 1111₂. Коду 1001₂, например, будет соответствовать $I_{\text{O}} = 9$ мА.

Поскольку нижние выводы резисторов 2R матрицы при любом состоянии переключателей S соединены с общей шиной схемы через низкое сопротивление замкнутых ключей, напряжения на ключах всегда небольшие, в пределах нескольких милливольт. Это упрощает построение ключей и схем управления ими и позволяет использовать опорное напряжение из широкого диапазона, в том числе и различной полярности.

Выходной ток I_{O} пропорционален одновременно не только величине входного кода, но и величине опорного напряжения, т. е. пропорционален произведению этих двух величин. Поэтому такие ЦАП называют умножающими. Такими свойствами обладают все ЦАП, в которых формирование взвешенных значений токов, соответствующих весам разрядов, производится с помощью резистивных матриц.

Значениям прямого и инверсного выходных токов матрицы будут соответствовать выражения:

$$I_{\text{O1}} = \frac{U_{\text{REF}}}{R \cdot 2^N} \cdot D; \quad (11.1)$$

$$I_{\text{O2}} = \frac{U_{\text{REF}}}{R \cdot 2^N} \cdot \bar{D}, \quad (11.2)$$

где N – разрядность ЦАП; D – цифровой код; R – номинал резистивной матрицы; U_{REF} – опорное напряжение.

Например, при значениях $U_{\text{REF}} = 5$ В, $R = 10$ кОм, $D = 1$ значение выходного тока будет составлять $I_{\text{O1}} = 0,48828125$ мкА, а при $D = 1023$, $I_{\text{O1}} = 0,0005$ А = 50 мкА.

Технические параметры и критерии выбора ЦАП. Микросхемы ЦАП, имеющиеся на рынке, различаются количеством разрядов

(от 8 до 24), величиной задержки преобразования (от единиц нс до единиц $\mu\text{с}$), допустимой величиной опорного напряжения, величинами погрешностей преобразования и другими параметрами. Различаются они также технологией изготовления и особенностями внутренней структуры, что нередко накладывает ограничения на их использование. Поэтому выбирать микросхему ЦАП для конкретного применения необходимо с использованием подробной справочной информации, предоставляемой фирмами-изготовителями.

Статические и эксплуатационные параметры ЦАП. n – разрядность, число двоичных разрядов кода, которые можно подать на вход ЦАП. Цифровая часть ЦАП разделяет величину опорного напряжения U_{REF} на N частей, связанных с разрядностью следующей формулой:

$$N = 2^n, \quad (11.3)$$

например, для 10-ти битного ЦАП $N = 1024$.

Q_{LSB} – шаг квантования (разрешение), характеризует изменения выходного напряжения ΔU_o или тока ΔI_o при изменении цифрового кода D на единицу младшего разряда (LSB). Минимальный шаг связан с разрядностью следующей формулой:

$$Q_{\text{LSB}} = \frac{U_{\text{REF}}}{N}. \quad (11.4)$$

AA – (Absolute Accuracy, LSB) – абсолютная погрешность преобразования, определяемая в конечной точке шкалы – отклонение значения выходного напряжения (тока) от номинального значения, соответствующего конечной точке шкалы функции преобразования. Измеряется в единицах младшего разряда преобразования.

INL, DNL (%) – интегральная и дифференциальная нелинейность. Характеризует максимальную разность выходных напряжений или токов для идеального и реального ЦАП в промежуточной точке $D < N$.

U_{IO} , (LSB) – напряжение смещения нуля, соответствует напряжению (или току) на выходе ЦАП при подаче на его вход кода, соответствующего нулевому значению выходного I_o или U_o .

V_{REF} , В – допустимое значение (или диапазон) опорного напряжения, определяющий границы выходного значения ЦАП.

V_{DD} , V_{SS} , В – значения источников питающих напряжений.

I_s , мА, мкА – потребляемый ток.

Динамические параметры ЦАП. t_s (мкс, нс) – время установления, от момента поступления двоичного кода D на вход ЦАП, до установления выходного напряжения или тока.

f_c (кГц, МГц) – частота преобразования, максимальная частота изменения входных кодов допустимая для нормальной работы ЦАП. Для перемножающих ЦАП с выходом в виде напряжения часто указывается частота единичного усиления, которая определяется свойствами выходного операционного усилителя.

Порядок выполнения работы

11.1. Провести исследование программной реализации и управления генератором на ЦАП AD7520:

- собрать схему согласно рис. 11.2;
- на главной панели программного модуля LC_2012S, в закладке [Analog Instruments] выбрать управляемый источник DAC_Graphics. В верхней части панели (рис. 11.3,*а*) управления [DAC_Graphics] расположены 13 пресетов функций, реализуемых графическим генератором на базе 10-ти битного ЦАП;

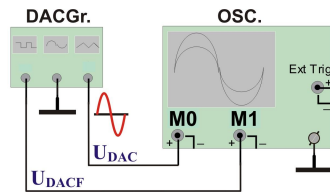
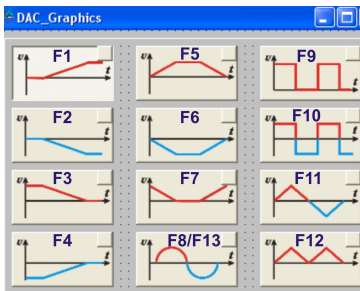
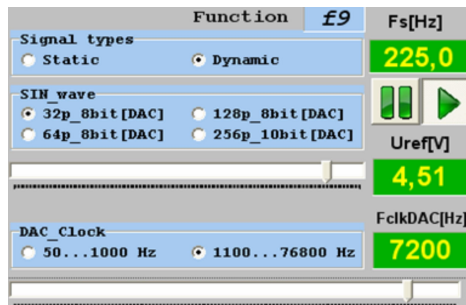


Рис. 11.2. Схема исследования ЦАП AD7520



а



б

Рис. 11.3. Пресеты табличных функций (*а*) и панель управления параметрами сигнала ЦАП (*б*)

- выбрать пресет, соответствующий функции f_5 (трапецидальная форма напряжения положительной полярности). При этом управляющая программа (Master-PC) в протоколе поступающих данных на ведомые устройства (Slave1,2) корректирует командный байт **COM_ByteA** = 0b_0000_1010 согласно табл. 11.1;

Таблица 11.1

Определяют число точек в периоде для Sin-wave (f13)			Содержат номер выбранной функции f1-f13				Start/ Stop DAC
Bit_7	Bit_6	Bit_5	Bit_4	Bit_3	Bit_2	Bit_1	Bit_0

- для DAC_Graphics установить параметры: Signal types – Static, диапазон частот выборки DAC_Clock 1100...76800 Гц. При этом, управляющая программа (Master-PC) выполнила следующий код программы:

```
if(RadioGroup_DAC_Clk.ItemIndex=1)
then DAC_Clk_CoarseAdjustment:=$04
else DAC_Clk_CoarseAdjustment:=$07;
```

после чего, в протоколе поступающих данных на ведомые устройства (Slave1,2) корректируется байт грубой подстройки частоты (Coarse adjustment) выборки ЦАП, который обновляет переменную DAC_Clk_CoarseAdjustment и устанавливает регистр-предделитель TCCR2 таймера счётчика TC2 (Slave-1) на заданную частоту тактирования. Возможны 2 варианта: TCCR2=0x04 (230,400 КГц) и TCCR2 = 0x07 (14,400 кГц);

- установить частоту выборки ЦАП $F_{CLK(DAC)} = 46$ Гц, при этом управляющая программа (Master-PC) выполнит следующий код программы:

```
if(RadioGroup_DAC_Clk.ItemIndex=1)
then TBar_FclkDAC:=(230400 / TBar_FclkDAC)
else TBar_FclkDAC:=(14400 / TBar_FclkDAC);
```

после чего, в протоколе поступающих данных на ведомые устройства (Slave1,2) корректируется байт точной подстройки частоты (Precise adjustment) выборки ЦАП, который обновляет переменную DAC_Clk_PreciseAdjustment. По приёму данных ведомый МК (Slave-1) помещает переменную в регистр TCNT2 для начала отсчёта до переполнения TC2. При каждом прерывании TC2 происходит выборка следующего кода Di;

- слайдером [U_{REF}] задать опорное напряжение ЦАП $U_{REF} = 4,5$ В, при этом управляющая программа (Master-PC) выполнит код программы:

```
pwm_DAC := TrackBar_Uref_DAC.Position;
```

в протоколе поступающих данных на ведомые устройства (Slave1,2) корректируется байт, содержащий переменную pwm_DAC. Ведомое

устройство (Slave-2) обновляет этой переменной регистр OCR0A таймера-счётчика TC0, определяющий длительность τ_1 или скважность q сигнала ШИМ, управляющего величиной опорного напряжения U_{REF} ЦАП;

- запустить генератор кнопкой [Start], при этом управляющая программа (Master-PC) скорректирует командный байт COM_ByteA протокола согласно табл. 11.1. Нулевой бит Start/Stop_DAC будет установлен в Log.1, **COM_ByteA**=0b_xxxx_xxx1;
- для контроля выходного напряжения ЦАП на главной панели программного модуля LC_2012S в закладке [Oscilloscope] выберите тип используемого графопостроителя [PxPlotter]/[PxChannels]/[M0, M1].

11.2. Подключение таблиц функций сигналов $f_1...f_{13}$. Согласно предыдущего пункта, форма сигнала генератора соответствует функции f_5 (трапецидальное напряжение положительной полярности), определённая командным байтом *COM_ByteA* протокола. Ниже приведен пример организации таблицы кодов функции f5 во Flash-памяти МК ATmega32 (Slave-1) в интегрированной среде разработки CodeVisionAVR, ориентированную для программирования микроконтроллеров AVR на языке Си.

Flash int F5 Function 128p 10bit / / =

[illegible]

Заголовок массива несёт следующую информацию: **Flash** – массив расположен во Flash-памяти МК, **int** – переменные 2-х байтные 0...65535, **128p** – число точек синтезируемого сигнала на период, **10bit** – ориентирован на 10-ти битный ЦАП с биполярным выходом.

Массив начинается с кода $D = 512$, что соответствует нулевому значению выходного напряжения ЦАП и точке t_1 осциллограммы (рис. 11.4, *а*). Данная последовательность имеет приращение $\Delta d = 10$ на каждую выборку. Интервал $t_1 - t_2$ составляет 52 выборки ЦАП. Последующие 24 точки ($t_5 - t_3$) массива равны 0, что соответствует

максимальному значению выходного напряжения ЦАП, равному опорному напряжению: $U_O = U_{REF}$. Спадающий фронт трапеции (t_3-t_4 , 52 выборки) начинается значением $D = 10$ с приращением $\Delta d = 10$. Массив также заканчивается кодом $D = 512$, что соответствует нулевому значению выходного напряжения ЦАП и точке t_4 осциллограммы.

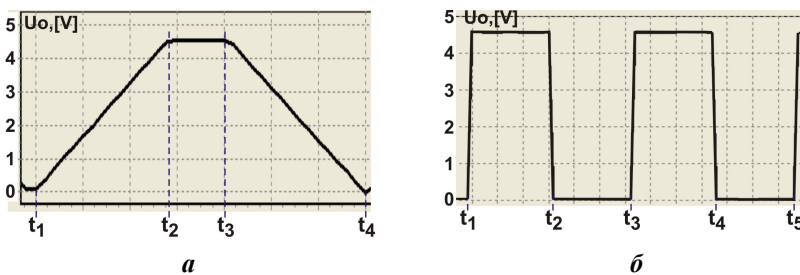


Рис. 11.4. Осциллограммы функций f_5 и f_9

При каждом получении посылки данных от Master-PC, ведомый МК (Slave-1) осуществляет перераспределение установок работы синтезатора по командному байту **COM_ByteA** протокола (см. табл. 11.1).

Контроль условия Start-Stop преобразования ЦАП (или работы синтезатора). На командный байт накладывается маска $0b_0000_0001$ путём побитового умножения. Результатом является установка или сброс флага TR_DAC_StopStart.

```
if((COM_ByteA & 0b_0000_0001) == 0)
then {TR_DAC_StopStart = 0;}
else {TR_DAC_StopStart = 1;};
```

Контроль выбора номера функции f_1-f_{13} (или соответствующей кодовой таблицы синтезатора). На командный байт накладывается маска $0b_0001_1110$ путём побитового умножения. После чего производится сдвиг вправо на 1 разряд. Результатом является номер заданной функции, размещаемый в переменной DAC_Image.

```
DAC_Image = (COM_ByteA & 0b_0001_1110) >> 1;
```

Аналогично производится контроль типа волны Sin-Wave на число точек в периоде.

```
SIN_wave_type = (COM_ByteA & 0b_1110_0000) >> 5;
```

Контроль границы Index_max (длины) соответствующего массива выбранной таблицы функций f_1-f_{13} .

```
if ((DAC_Image > 0) && (DAC_Image < 9)) {Index_max = 128;};
```

(проверка условия по

```
if ((DAC_Image > 8) && (DAC_Image < 13)) {Index_max = 64;};
логическому AND)
```

```
if ((DAC_Image == 13) && (SIN_wave == 1)) {Index_max = 32;};
```

Подключение таблиц ведомым МК ATmega32 (Slave-1) и чтение кода выборки WaveWord = D_i из Flash-памяти осуществляется при каждом прерывании таймера TC2:

```
TCNT2 = DAC_Clk_PreciseAdjustment; (точная подстройка частоты выборки)
```

```
if (TR_DAC_StopStart == 1) {DAC_off_0V; return; }; (останов синтезатора)
```

```
inc Index; (наращиваем значение движка по массиву)
```

```
if (DAC_Image == 5) {WaveWord = F5_Function_128p_10bit[Index];
return; }; (чтение выборки  $D_i$ )
```

```
if (DAC_Image == 9) {WaveWord = F9_Function_64p_8bit[Index];
return; }; (чтение выборки  $D_i$ ).
```

Выполнить следующие действия:

- установить параметры: Signal types – Dynamic, частота выборки ЦАП $F_{CLK(DAC)} = 4042$ Гц. Выбрать пресет, соответствующий функции f_9 (прямоугольные импульсы положительной полярности, "меандр");
- для контроля выходного напряжения ЦАП, в закладке [Oscilloscope] выбрать тип используемого графопостроителя [FtPlotter] и запустить его кнопкой [Start.Osc.].

Выполнив соответствующую команду, ведомый МК (Slave-1) подключает массив таблицы функции f_9 с переменной типа [char – 1 байт], для 8-ми битного ЦАП на 64 выборки (рис. 11.4,б). Такой тип переменной связан с экономией пространства Flash-памяти. Перед отправкой кода D_i байт сдвигается влево на 2 разряда (дополнение до 10-ти битного слова), а младшие биты D0, D1 – принимают значение Log.0.

```
flash char F9_Function_64p_8bit [ ] =
{
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127,127};
```

Момент времени t_1 соответствует первому байту массива и выходному напряжению $U_O = U_{REF}$. Весь массив представляет 2 импульса прямоугольной формы со скважностью $q = 2$.

11.3. Рассчитать частоту выборки ЦАП и частоту синтезируемого сигнала:

- выбрать пресет, соответствующий функции f_{13} (Sin-Wave_32p_8bit);
- задать параметры графопостроителя [FtPlotter]: ADC_clk = 460800 Гц, Channel M0;

flash char F13_N1_SinWave_32p_8bit [] =
{ 127, 152, 176, 198, 217, 233, 244, 252, 254, 252, 244, 233, 217, 198, 176, 152, 127, 102, 78,
56, 37, 21, 10, 2, 0, 2, 10, 21, 37, 56, 78, 102 };

• результатом выполнения команд является синтез синусоидального сигнала с параметрами – 32 выборки на период, для 8-ми битного ЦАП (рис. 11.5,*а*). Длительность каждой ступеньки (например, t_0-t_1) равна периоду выборки ЦАП. При отключенном фильтре НЧ на осциллограмме видны шаги преобразования ЦАП. В интервале t_1-t_5 происходит чтение всех 32 ячеек массива и формирование одного периода синусоидального сигнала;

• на панели графопостроителя [FtPlotter] подключить измерительный канал [Channel M1]. В данном случае сигнал обрабатывается фильтром НЧ 2-го порядка (рис. 11.5,*б*);

• снять показание индикатора [Fs(Hz)], которое соответствует частоте синусоидального сигнала, синтезируемого ЦАП;

• расчёт частоты периодического синтезируемого сигнала осуществить ведущим устройством (Master_PC). Для этого необходимо предварительно определить частоту выборки ЦАП. Для функций f_9-f_{13} , при

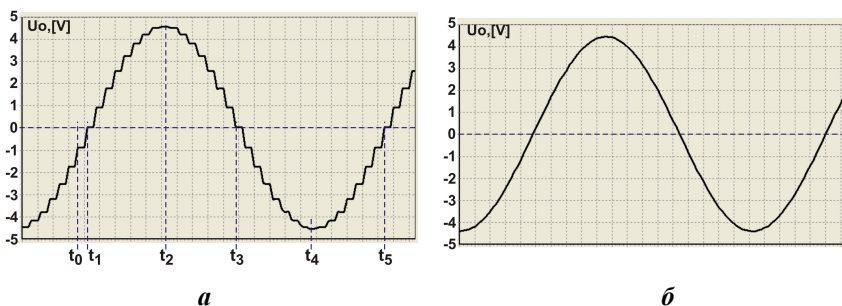


Рис. 11.5. Осциллограммы функции f_{13} без ФНЧ (*а*) и после обработки ФНЧ 2-го порядка (*б*)

условии выбранного диапазона 50...1000 Гц:

$$f_c = \frac{14000}{\text{TBar_Fclk}_{\text{DAC}}}, \quad (11.5)$$

где знаменатель соответствует переменной движка слайдера частоты Fclk_{DAC} :

- для диапазона 1100...76800 Гц:

$$f_c = \frac{230400}{\text{TBar_Fclk}_{\text{DAC}}}; \quad (11.6)$$

• для статических функций f_1 – f_8 , в таймере TC2 ведомого МК (Slave-1) организуется дополнительная задержка каждой выборки в 10^3 раз. Для диапазона 50...1000 Гц:

$$f_c = \left(\frac{14000}{\text{TBar_Fclk}_{\text{DAC}}} \right) / 10^3; \quad (11.7)$$

• далее осуществить расчёт частоты периодического сигнала для функций f_9 – f_{12} :

$$f_s = \left(\frac{k \cdot f_c}{N_D} \right), \quad (11.8)$$

где k – число идентичных модулей в массиве; N_D – число выборок в массиве;

• при определении частоты синусоидального сигнала функции f_{13} , параметр N_D может принимать значения 32, 64, 128, 256:

$$f_s = \left(\frac{f_c}{N_D} \right). \quad (11.9)$$

11.4. Подготовить к защите отчёт:

• знать принцип формирования выходного тока I_O матрицы R–2R в умножающих ЦАП;

• знать основные характеристики и критерии выбора ЦАП. Порядок выбора внешних источников опорного напряжения для ЦАП;

- знать принцип построения системы цифрового синтеза сигналов;
- определить уровни Log.0 и Log.1 для сигнала функции f_9 , при опорном напряжении $U_{\text{REF}} = 3 \text{ В}$;
- охарактеризовать интервал времени $t_0 - t_1$ на рис. 11.5,а;
- сделать общие выводы по результатам проделанной работы.

Приложение 1

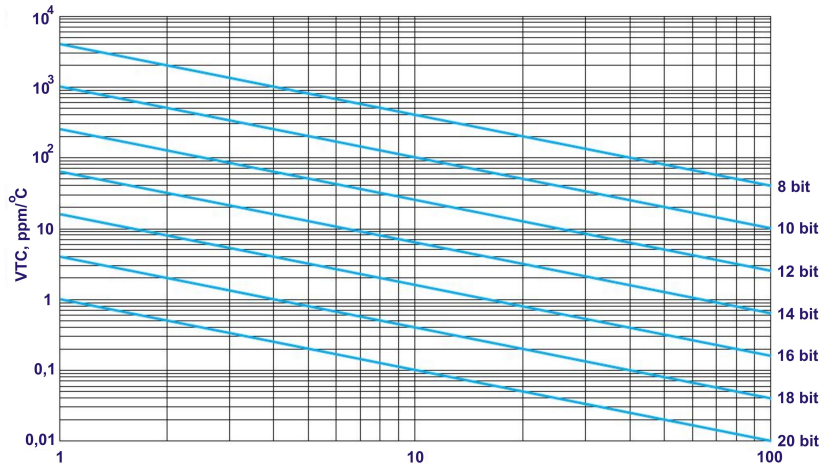
Основные параметры сигма-дельта АЦП фирмы

Texas Instruments

Тип ADC	N , бит	$F_{D(max)}$ кГц	Ni_ch	$K_{u(amp)}$	D_i , В	Int _(Do)	Internal U_{REF}	INL, %	AVdd/ DVdd В
ADS1110	16	0,24	1SE/ 1Diff	1,2,4,8	$\pm 2,048$	I ² C	+	0,01	2,7–5,5 2,7–5,5
ADS1112	16	0,24	3SE/ 2Diff	1,2,4,8	$\pm 2,048$	I ² C	+	0,01	2,7–5,5 2,7–5,5
ADS1212	24	6,25	1SE/ 1Diff	1,2,4,8,16	$\pm 5,0$	SPI	+	0,0015	4,75–5,25 4,75–5,25
ADS1213	24	6,25	4SE/ 4Diff	1,2,4,8,16	$\pm 5,0$	SPI	+	0,0015	4,75–5,25 4,75–5,25
ADS1250	20	25	1SE/ 1Diff	1,2,4,8	$\pm 4,0$	SPI	–	0,003	4,75–5,25 4,75–5,25
ADS1256	24	30	8SE/ 4Diff	1,2,4,8, 16,64	$\pm 5,0$	SPI	–	0,001	4,75–5,25 1,8–3,6
ADS1610	16	1000	1Diff	–	$\pm 3,0$	Par. 16	–	0,003	4,75–5,25 2,7–3,6

Приложение 2

Зависимость ТКН от температуры для систем с различной разрешающей способностью



РЕКОМЕНДОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. **Шауэрман, А.** Определение метрологических характеристик и экспериментальное исследование осциллографа-приставки : Лаборатория электронных средств обучения (ЛЭСО) [Текст] / А. Шауэрман, М. Жариков. – Новосибирск : СибГУТИ.

2. Wolfgang Reis. "WBC GmbH" [Текст] // журнал "Компоненты и технологии". – 2005. – № 3.

3. **Волович, Г.** Современные модели интегральных аналоговых компараторов [Текст] / Г. Волович // журнал "Современная электроника". – 2007. – № 4.

4. **Верхулевский, К.** Прецизионные источники опорного напряжения компании Apex Microtechnology [Текст] / К. Верхулевский // журнал "Компоненты и технологии". – 2013. – № 2.

5. **Пушкарёв, М.** Интегральные источники опорного напряжения [Текст] / М. Пушкарёв // журнал "Компоненты и технологии". – 2007. – № 6.

6. **Лебедев, М. Б.** CodeVisionAVR [Текст] : пособие для начинающих / М. Б. Лебедев. – М. : Изд. дом "Додэка-XXI", 2008.

7. **Титце, У.** Полупроводниковая схемотехника [Текст] : справочное руководство / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982.

8. **Достал, И.** Операционные усилители [Текст] : [пер. с англ.] / И. Достал. – М. : Мир, 1982. – 512 с.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Лабораторная работа № 8. Операционный усилитель. Линейный режим работы</i>	3
<i>Лабораторная работа № 9. Операционный усилитель. Импульсный режим работы</i>	18
<i>Лабораторная работа № 10. Аналого-цифровой преобразователь</i>	34
<i>Лабораторная работа № 11. Цифро-аналоговый преобразователь</i>	46
<i>Приложение 1. Основные параметры сигма-дельта АЦП фирмы Texas Instruments</i>	57
<i>Приложение 2. Зависимость ТКН от температуры для систем с различной разрешающей способностью</i>	58
<i>Рекомендованная литература</i>	59